

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

DISEÑO, MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTES DE RED Y DE CONVERTIDOR DE UN INVERSOR FV DE CONEXIÓN A RED CON FILTRO LCL.



Máster Universitario
en Energías Renovables: Generación Eléctrica

Trabajo Fin de Máster

Mikel Juango Goicoechea

Ernesto Luis Barrios Ripodas

Pamplona, 24/09/2021

upna
Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

RESUMEN

En este TFM, junto con otros dos compañeros continuaremos la elaboración iniciada por varios alumnos de cursos anteriores de un convertidor monofásico para fotovoltaica de 200W.

Para ello, se caracterizarán todos los elementos que forman el inversor y se adecuará la placa PCB para adaptarla a las necesidades de los distintos controles que se van a realizar. Una vez hecho esto, se implementarán controles de corrientes de convertidor y de red con distintos controladores. Por último, entre otras funciones se establecerá el seguimiento del punto de máxima potencia del panel y se incluirán elementos para preservar la seguridad de la instalación.

Todo esto se desarrollará de manera modulable para que en un futuro pueda servir como material didáctico para futuros alumnos.

Las principales tareas a realizar en este trabajo son:

- Diseño de los distintos circuitos que componen la modulación unipolar del inversor.
- Estudio y diseño del lazo de control de corriente ac del convertidor. Se estudiará la posibilidad de utilizar distintos controladores (P, PI Y PR) y de realizar amortiguamiento pasivo con rama CR paralela de amortiguamiento o activo (midiendo y compensando la tensión o la corriente de condensador del filtro).
- Montaje y validación de la etapa de modulación del inversor sobre una placa de prototipado.
- Diseño tarjeta PCB definitiva de la etapa de modulación y líneas futuras.

ABSTRACT

In this TFM, together with two other colleagues, we will continue the development initiated by several students from previous courses of a 200W single-phase photovoltaic converter.

To do this, all the elements that make up the inverter will be characterized and the PCB board will be adapted to adapt it to the needs of the different controls that are going to be carried out. Once this is done, converter and mains current controls will be implemented with different controllers. Finally, among other functions, the monitoring of the panel's maximum power point will be established and elements will be included to preserve the security of the installation.

All this will be developed in a modular way so that in the future it can serve as didactic material for future students.

The main tasks to be carried out in this work are:

- Design of the different circuits that make up the inverter unipolar modulation.
- Study and design of the converter's ac current control loop. The possibility of using different controllers (P, PI and PR) and of carrying out passive damping with parallel CR branch damping or active (measuring and compensating the voltage or the current of the filter capacitor) will be studied.
- Assembly and validation of the inverter modulation stage on a prototyping board.
- Definitive PCB board design of the modulation stage and future lines.

PALABRAS CLAVE

Modulación, circuito, control de corriente, perturbación, convertidor, unipolar, validación, PCB.

KEYWORDS

Modulation, circuit, current control, disturbance, converter, unipolar, testing, PCB.

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN	6
2.	CARACTERIZACIÓN DEL CIRCUITO DE MODULACIÓN	7
2.2.	CIRCUITO SEÑAL TRIANGULAR	9
2.3.	CIRCUITO COMPARADOR UNIPOLAR	10
2.4.	CIRCUITO TIEMPOS MUERTOS	11
2.5.	CIRCUITO DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE	12
3.	CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR	13
3.1.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR	19
3.1.1.	CONTROL PROPORCIONAL	20
3.1.2.	CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL	23
3.1.3.	CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE	27
3.2.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO EN LA RAMA DEL FILTRO LCL DE SALIDA	31
3.2.1.	CONTROL PROPORCIONAL	32
3.2.2.	CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL	35
3.2.3.	CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE	38
3.3.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR	41
3.3.1.	CONTROL PROPORCIONAL	43
3.3.2.	CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL	45
3.3.3.	CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE	46
3.4.	ESTUDIO DEL IMPACTO DE LA DIGITALIZACIÓN	48
3.4.1.	CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE CONTROLADOR PROPORCIONAL RESONANTE	50
3.4.2.	CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL	51
3.4.3.	CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE REALIMENTACIÓN V_c Y CONTROLADOR PROPORCIONAL	54
3.5.	RESUMEN Y ELECCIÓN DE LAS DIFERENTES OPCIONES ESTUDIADAS	56
4.	VALIDACIÓN EXPERIMENTAL	60
4.1.	TRIANGULAR Y COMPARACIÓN UNIPOLAR	60
4.2.	TIEMPOS MUERTOS	62
4.3.	TENSIÓN V_{ab} SALIDA PUENTE INVERSOR	65
5.	DISEÑO PCB	66
6.	PRESUPUESTO	68

7.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	69
8.	BIBLIOGRAFÍA	70
9.	ANEXOS	71
9.1.	CÓDIGO DE MATLAB	71

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, la energía fotovoltaica está experimentando un auge muy importante potenciado principalmente por dos factores. La reducción del coste de los distintos elementos que componen la instalación y la gran inversión económica que se prevé para poder cumplir con las exigencias del PNIEC.

El coste actual y futuro previsto de la instalación hace que la fotovoltaica sea totalmente rentable para el consumidor final sin necesidad de ningún tipo de ayuda, consiguiendo amortizar la instalación en pocos años y obteniendo un beneficio en los años posteriores en forma de ahorro de la factura eléctrica.

Además, el hecho del alto precio del MWh que se viene experimentando actualmente hace que la energía fotovoltaica sea aún más atractiva de lo que ya lo es.

El otro agente implicado en el auge, como ya se ha comentado, es el PNIEC. Es decir, el *Plan Nacional Integrado de Energía y Clima*, es el programa que el Gobierno de España ha planteado para facilitar el cumplimiento de los objetivos previstos por la Unión Europea en 2030. Reducir en un 40% las emisiones de gases de efecto invernadero respecto a 1990. Sustituyendo las fuentes de generación eléctrica convencionales por fuentes de generación de origen renovable, como la fotovoltaica, se consigue el objetivo propuesto al tratarse de una energía limpia.

Así pues, con los beneficios ya descritos que aporta la fotovoltaica, este proyecto se centra en el inversor, un elemento que la gran mayoría de las instalaciones de energía solar disponen.

El inversor, en este caso, es monofásico de 200W (transferible a una potencia mayor) y cuenta con un filtro LCL y un transformador a la salida, previo a su conexión con la red eléctrica. Para conseguir un control completamente optimizado del inversor, se estudian los diferentes controladores disponibles en el mercado y se detallan los defectos y virtudes de cada uno de ellos.

En este trabajo, la corriente de la cual se estudia su control es la del convertidor, es decir la que circula antes del filtro LCL.

2. CARACTERIZACIÓN DEL CIRCUITO DE MODULACIÓN

En la introducción del presente trabajo se ha expuesto que se va a realizar el estudio del control de la corriente del convertidor, pero antes de introducirse de lleno en ese tema, conviene centrarse en el circuito de modulación, necesario para que el inversor pueda conmutar.

La modulación empleada en este inversor es la unipolar, la cual consiste en comparar la tensión de control, que viene desde el lazo de control de corriente, y su negada con la triangular.

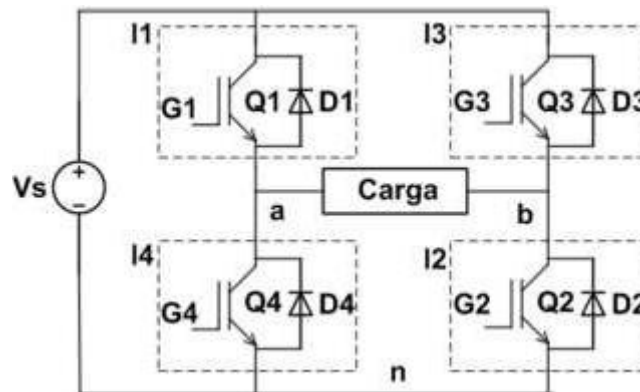


Figura 1: Esquema puente inversor (sin filtro ni trafo).

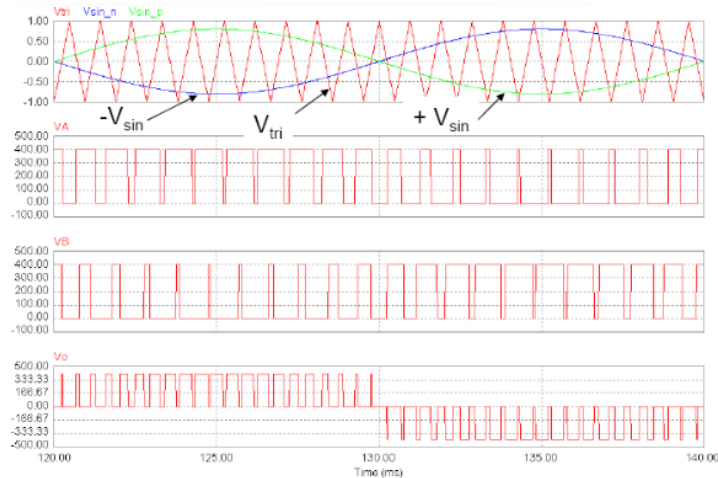


Figura 2: Formas de onda modulación unipolar.

Como se puede ver en la Figura 2 los transistores del inversor conmutan de la siguiente manera:

- Si $V_{sin_p} > V_{tri} \rightarrow V_a = V_{dc}$ (G1 ON, G2 OFF)
- Si $V_{sin_p} < V_{tri} \rightarrow V_a = 0$ (G2 ON, G1 OFF)
- Si $V_{sin_n} > V_{tri} \rightarrow V_b = V_{dc}$ (G3 ON, G4 OFF)
- Si $V_{sin_n} < V_{tri} \rightarrow V_b = 0$ (G4 ON, G3 OFF)

Las principales ventajas de la modulación unipolar frente a la otra modulación típica empleada en los inversores como es la bipolar para conseguir los mismos resultados son el menor rizado de la corriente de salida, lo que permite utilizar una inductancia menor y las pérdidas de conmutación que son la mitad porque la frecuencia de conmutación también es la mitad.

Por el contrario, la desventaja de la unipolar respecto a la bipolar es la tensión de modo común, siendo mucho mayor que en la bipolar lo que obliga a colocar un filtro de modo común muy grande. Este inconveniente se soluciona situando el transformador entre el filtro y la red.

Una vez está clara la modulación empleada, se pasa a detallar los distintos circuitos que generarán las formas de onda que intervienen en ella:

- Circuito señal triangular.
- Circuito comparador unipolar.
- Circuito tiempos muertos.
- Circuito detección de sobrecorriente.

2.2. CIRCUITO SEÑAL TRIANGULAR

La señal triangular es básica en toda modulación, ya que se compara con las tensiones de control (dos por ser unipolar) para obtener la PWM que controlará los transistores del inversor.

La frecuencia de esta señal es la que marca la frecuencia de conmutación de los transistores. En este caso, la frecuencia elegida para la triangular es de 20 KHz, por lo que los transistores conmutarán al doble de frecuencia, es decir, 40 KHz al ser unipolar.

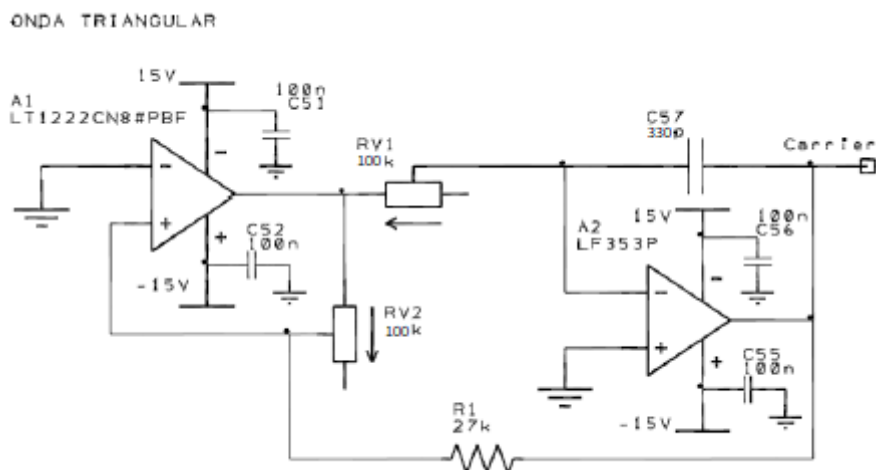


Figura 3: Circuito generador señal triangular

El circuito empleado para generar la señal es el que se muestra en la Figura 3. La frecuencia requerida se controla regulando los potenciómetros de 100 K Ω .

Para comprobar teóricamente el correcto desempeño de este circuito, se echa mano del software de simulación LTspice.

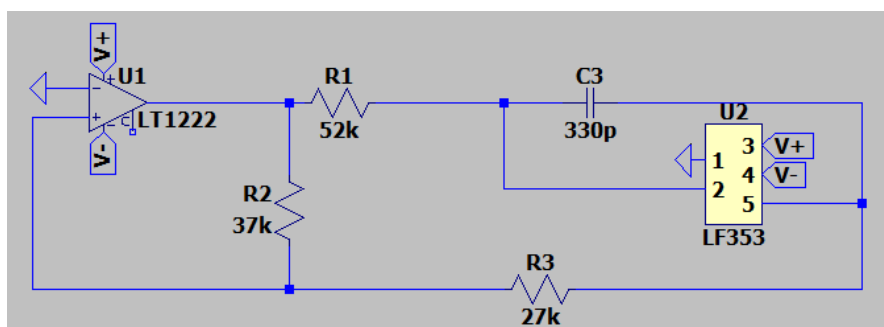


Figura 4: Circuito generador señal triangular LTspice

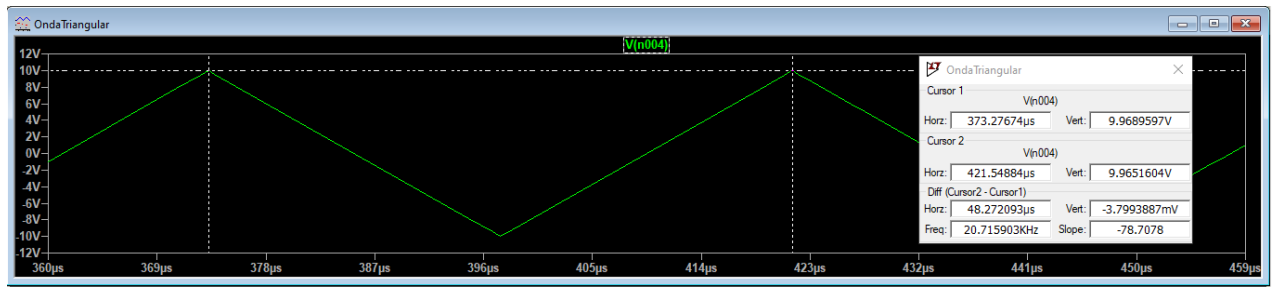


Figura 5: Simulación LTSpice señal triangular

En la Figura 5 se puede ver la onda triangular generada de 20 KHz y 10V pico. Los valores de los potenciómetros para obtener este resultado son los que se muestran en la Figura 4.

2.3. CIRCUITO COMPARADOR UNIPOLAR

El siguiente circuito que entra en escena es el que compara las dos señales de control con la tensión triangular. Como ya se ha mencionado, se utilizan dos tensiones de control, siendo una de ellas la negada de la otra. Para ello, es necesario además de los propios comparadores un circuito inversor de señal.

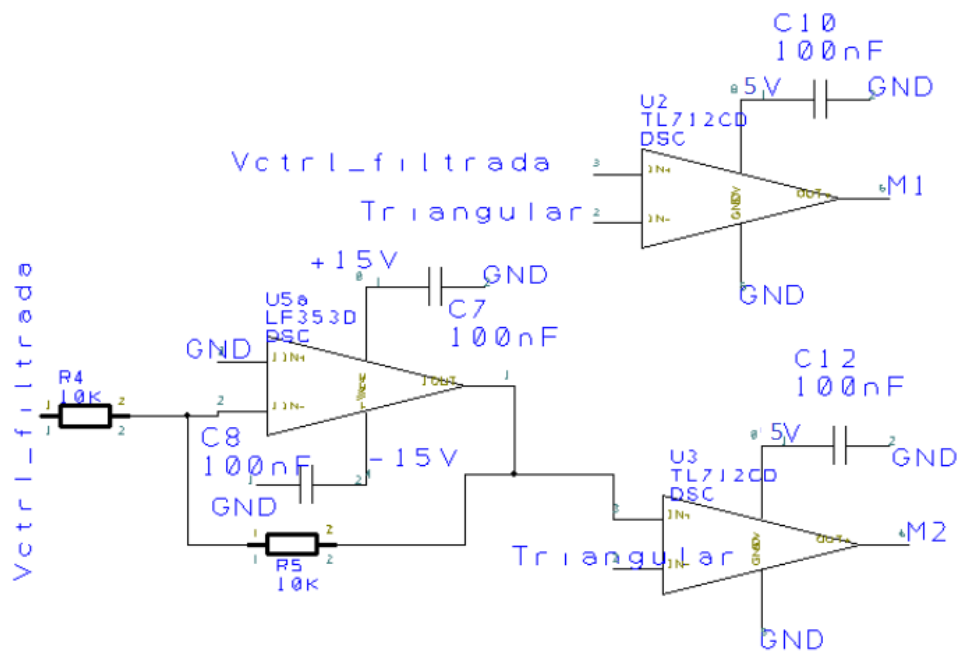


Figura 6: Circuito comparador unipolar

En la Figura 6 puede verse el circuito inversor de señal, provisto de dos resistencias iguales de 10 KΩ para que no modifique la amplitud de la señal.

Posteriormente se comparan las dos señales de control con la señal triangular. Los amplificadores operacionales empelados para tal propósito son los TL712, que tienen un tiempo de respuesta de 25ns. Este tiempo de respuesta posibilita obtener un índice de

modulación de como máximo 0,92, que si bien no es de 1 es suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

2.4. CIRCUITO TIEMPOS MUERTOS

El tiempo de apagado de los semiconductores empleados en el puente del inversor son mayores que los tiempos de encendido. Esto va a provocar que convivan durante breves periodos de tiempo los dos transistores de las ramas encendidos a la vez generando un cortocircuito al poner en contacto dos puntos que están a tensiones diferentes, en este caso Vdc y tierra.

Esta es una situación a evitar, por lo que antes de encender el semiconductor correspondiente, este deberá mantenerse un tiempo apagado que asegure que su semiconductor vecino está completamente apagado y de esta forma no suceda un cortocircuito.

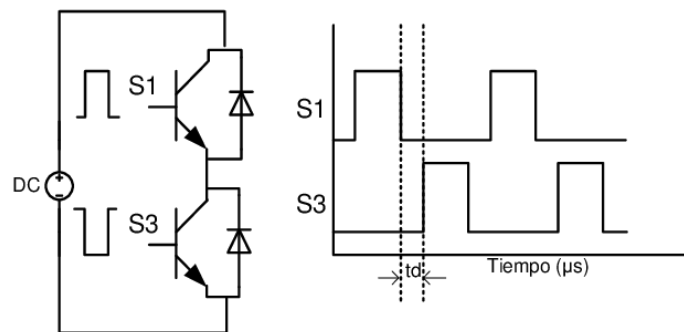


Figura 7: tiempo muerto de una rama del inversor

Es el llamado tiempo muerto (Figura 7) y deberá ser de en torno a 400 ns, valor típico de la mayoría de los inversores.

El circuito analógico pensado para tal fin es el que se muestra a continuación [2], Figura 8.

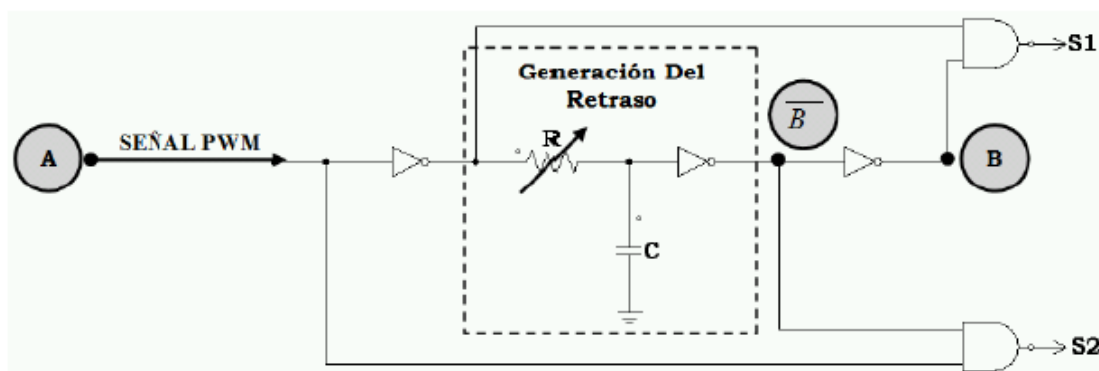


Figura 8: Circuito analógico para el tiempo muerto

A este esquema se le introduce la señal PWM que llega del comparador unipolar y cuenta con un potenciómetro de 100 KΩ para regular el tiempo de espera. Como tenemos dos señales de

control (dos comparadores) son necesarios dos circuitos de tiempo muerto como el de la Figura 8, cada uno de los cuales controla el tiempo muerto de cada una de las ramas del inversor.

2.5. CIRCUITO DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE

Este circuito es el encargado de proteger a todo el sistema frente a corrientes que superen la nominal.

La tensión aplicada a la bobina es de 15V (posteriormente mediante el transformador se eleva la tensión de 15V a 230V) y la potencia nominal del panel fotovoltaico es de 200W. Por tanto, la corriente nominal es de:

$$I_{nom_{rms}} = \frac{200W}{15V} = 13,33 A (rms)$$

$$I_{max} = 13,33 \cdot \sqrt{2} = 18,86 A$$

Contando con que el sensor de medida de corriente filtra y divide por dos la medida, la corriente máxima es:

$$I_{max} = \frac{18,86}{2} = 9,43 A$$

Luego si la corriente supera este valor de 9,43 A en alterna, es decir $\pm 9,43 A$, saltará la protección.

El circuito que modela este procedimiento son dos divisores resistivos que generan la referencia a partir de la alimentación con sus respectivos comparadores, uno de ellos compara la corriente medida con +9,5 A y el otro la misma corriente, pero la compara con -9,5 A. La corriente de referencia es un poco superior (9,5 A frente a 9,43 A) para que tenga un pequeño margen cuando trabaja a potencia nominal el panel. Las dos salidas de estos comparadores son las entradas de una puerta AND, de tal manera que la puerta lógica a su salida tendrá un 1 cuando no hay sobrecorriente y un 0 cuando sí que existe.

Esta configuración además asegura que, ante pérdida de alimentación, la puerta AND tendrá un 0 lógico a su salida consiguiendo también una protección ante este suceso.

La salida de esta puerta AND es a su vez entrada de las puertas AND del circuito de tiempos muertos. Por tanto, las puertas de este circuito de tiempo muerto deben ser de 3 entradas en lugar de las 2 entradas planteadas en un principio. Con esto se asegura no modular la señal ante una sobrecorriente o pérdida de alimentación.

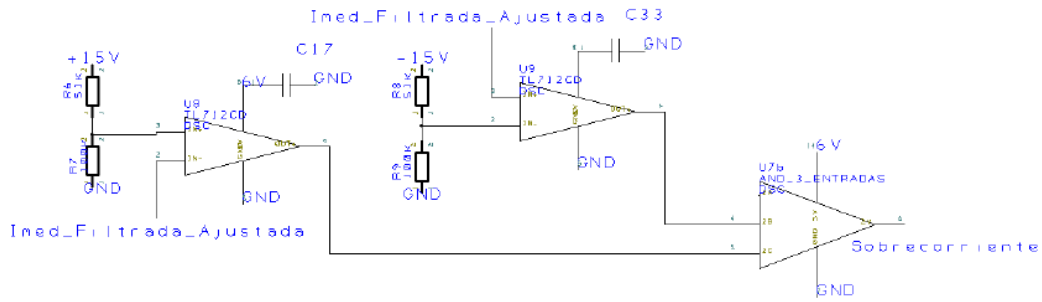


Figura 9: Circuito detección de sobrecorriente

3. CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR

Antes de empezar con el estudio del control de la corriente del convertidor conviene darles valor a los elementos del sistema, ya que son necesarios para el estudio.

```
%DEFINICION DE VARIABLES
Vdc = 35;           % Se utiliza un valor medio
Vpt = 10;           % Señal de pico triangular
L1 = 60e-6;         % Bobina de salida
R1 = 0.01;           % Resistencia parasita de la bobina de salida
L2 = 220e-6;        % Bobina del trafo -> Cte
R2 = 0.08;           % Resistencia parasita de la bobina del trafo
C = 20e-6;          % Condensador de salida
R = 0.0084;         % Resistencia parasita del condensador de salida
```

Figura 10: Valores de los elementos extraídos del programa creado en Matlab

En la Figura 11 está dibujado el esquema general por el que circula la corriente del convertidor.

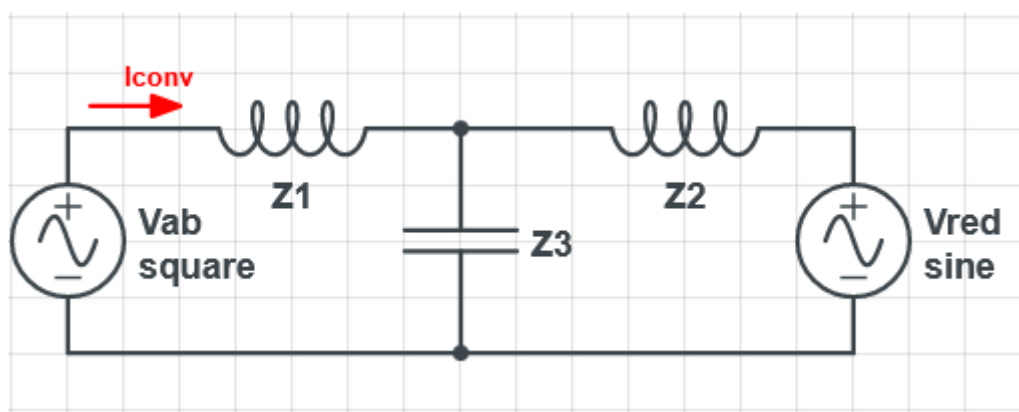


Figura 11: Esquema Iconv

Donde las impedancias Z1, Z2 y Z3 tienen las siguientes ecuaciones:

$$Z_1 = R_1 + L_1 \cdot s = 0,01 + 60\mu \cdot s$$

$$Z_2 = R_2 + L_2 \cdot s = 0,08 + 220\mu \cdot s$$

$$Z_3 = R + \frac{1}{C \cdot s} = 0,0084 + \frac{1}{20\mu \cdot s}$$

Los valores de R, L y C de las ecuaciones son los de la Figura 10.

Aplicando Thevenin en el circuito anterior para simplificar su operación se obtiene el siguiente esquema, Figura 12:

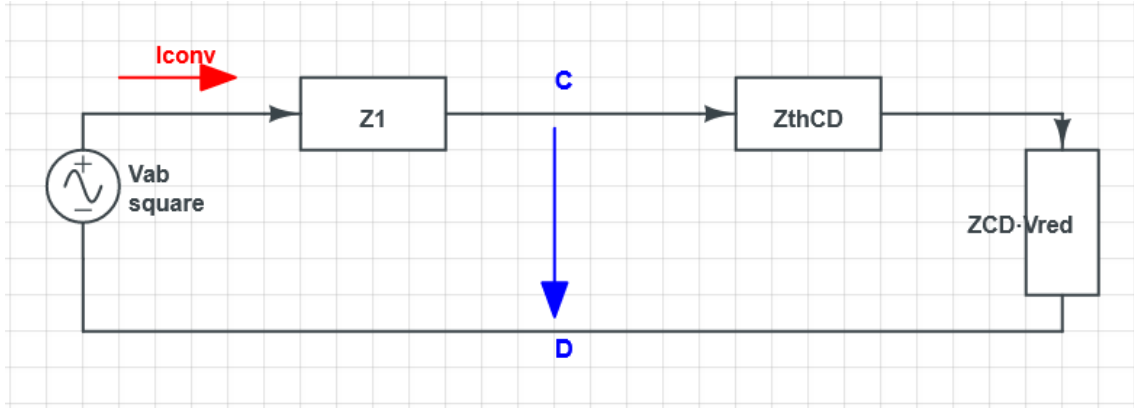


Figura 12: Esquema Iconv tras Thevenin

Cuyas impedancias tienen las siguientes ecuaciones:

$$Z_{thCD} = \frac{Z_3 \cdot Z_2}{Z_3 + Z_2}$$

$$Z_{CD} = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_2}$$

Ahora a partir de este esquema (Figura 12) es fácil obtener la ecuación de la corriente del convertidor:

$$I_{conv} = \frac{1}{Z_1 + Z_{thCD}} \cdot (V_{ab} - Z_{CD} \cdot V_{red}) = PLANTA \cdot (V_{ab} - Z_{CD} \cdot V_{red})$$

La tensión de red, Vred es una perturbación del sistema. Para obtener la ecuación de la planta del sistema esta perturbación se considera nula, de tal forma que la ecuación de la planta es,

$$\frac{I_{conv}}{V_{ab}}$$

$$PLANTA = \frac{I_{conv}}{V_{ab}} = \frac{1}{Z_1 + Z_{thCD}} = \frac{Z_3 + Z_2}{Z_3 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot (Z_3 + Z_2)} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{pt}}$$

Una vez conocida la planta del sistema, se procede mediante el software de simulación Matlab a obtener el diagrama de Bode de dicha planta, Figura 13.

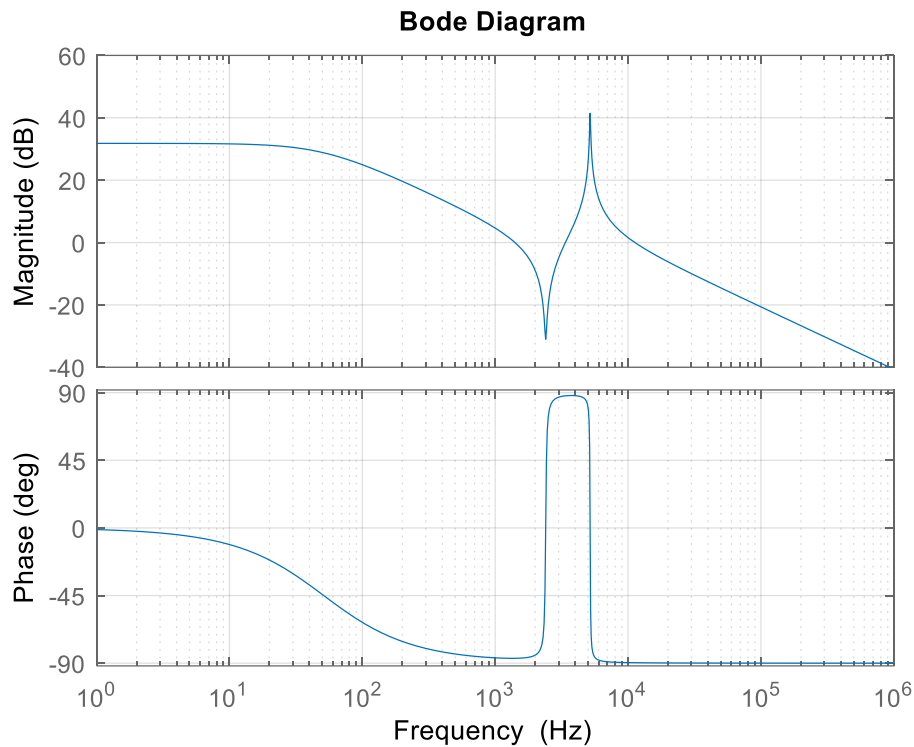


Figura 13: Diagrama de Bode de la planta del sistema

El comportamiento frecuencial de la planta tras ver el diagrama de Bode se puede analizar de la siguiente manera:

- A bajas frecuencias tiene un comportamiento resistivo, puesto que la fase es de 0° , con una ganancia determinada. En este rango predominan las resistencias de las impedancias $Z1$ y $Z2$ porque son mucho más grandes que la impedancia inductiva de las mismas. La impedancia del condensador $Z3$ a bajas frecuencias se comporta como un circuito abierto frente al resto de impedancias del circuito (es muy pequeña). A medida que la frecuencia aumenta, esta conducta deja de tener efecto, en torno a 60 Hz.
- A medias frecuencias, en este caso sobre los 2000 Hz, el sistema pasa a tener carácter inductivo (fase -90°). Pero la impedancia del condensador, $Z3$ ya no puede considerarse como un circuito abierto y su influencia tiene efecto sobre las impedancias inductivas $Z1$ y $Z2$ cuyo valor hace el proceso inverso al de $Z3$, cada vez son más grandes. Esta impedancia $Z3$ interactúa con la impedancia $Z2$, generando una resonancia entre $L2$ y C (-30dB), según el bode sobre los 2400 Hz. Si se hace el cálculo se puede comprobar todo esto:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} = 2400 \text{ Hz}$$

- A frecuencias mayores de 2000 Hz y menores de 5180 Hz la impedancia del condensador, Z3, es la dominante y la planta tiene un carácter capacitivo (fase +90°). En este tramo también hay una resonancia, entre el paralelo de L1 y L2 y el condensador C (40dB). Según el Bode esta resonancia está en 5180 Hz aproximadamente. El cálculo de la frecuencia de resonancia confirma este supuesto:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2} \cdot C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^{-6}}{60 \cdot 10^{-6} + 220 \cdot 10^{-6}} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} = 5183 \text{ Hz}$$

- A altas frecuencias a partir de 5200 Hz, la impedancia dominante es Z1 (fase -90°). La impedancia del condensador es un cortocircuito frente a las otras y la impedancia Z2 tiende a infinito al igual que Z1, pero es de un valor algo mayor.

El diagrama de bloques (Figura 14) en lazo abierto y sin controlador del sistema se obtiene fácilmente a partir de la ecuación de la corriente del convertidor:

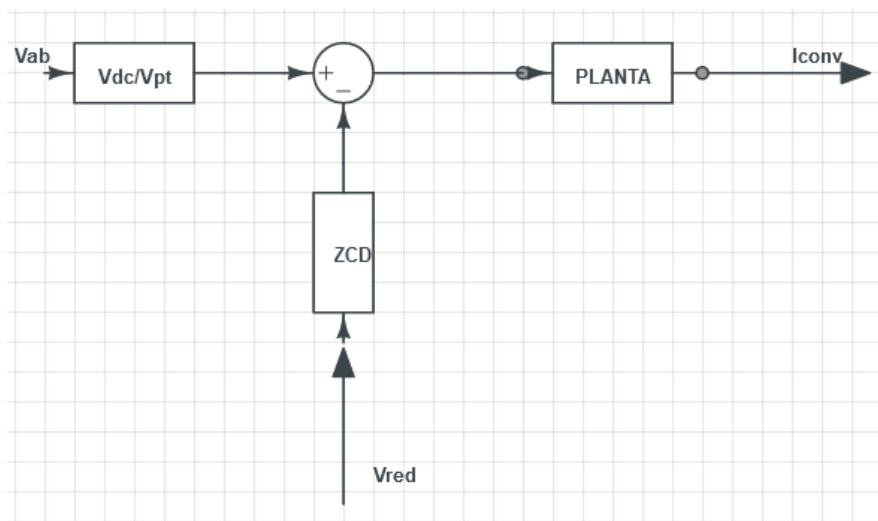


Figura 14: Diagrama de bloques sistema

Para obtener la planta de la perturbación del sistema se sigue el mismo procedimiento seguido para obtener la planta del sistema, solo que ahora en lugar de hacer cero la tensión de red se hace cero la tensión de salida del inversor, Vab. Por tanto, la planta de la perturbación es, $\frac{I_{conv}}{V_{red}}$:

$$PLANTA_{PERT} = \frac{I_{conv}}{V_{red}} = \frac{-Z_{CD}}{Z_1 + Z_{thCD}} = -Z_{CD} \cdot PLANTA_{SIST} = \frac{-Z_3}{Z_3 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot (Z_3 + z_2)}$$

Con esta ecuación de la planta de la perturbación, se obtiene por Matlab el diagrama de Bode de la función de transferencia, Figura 15:

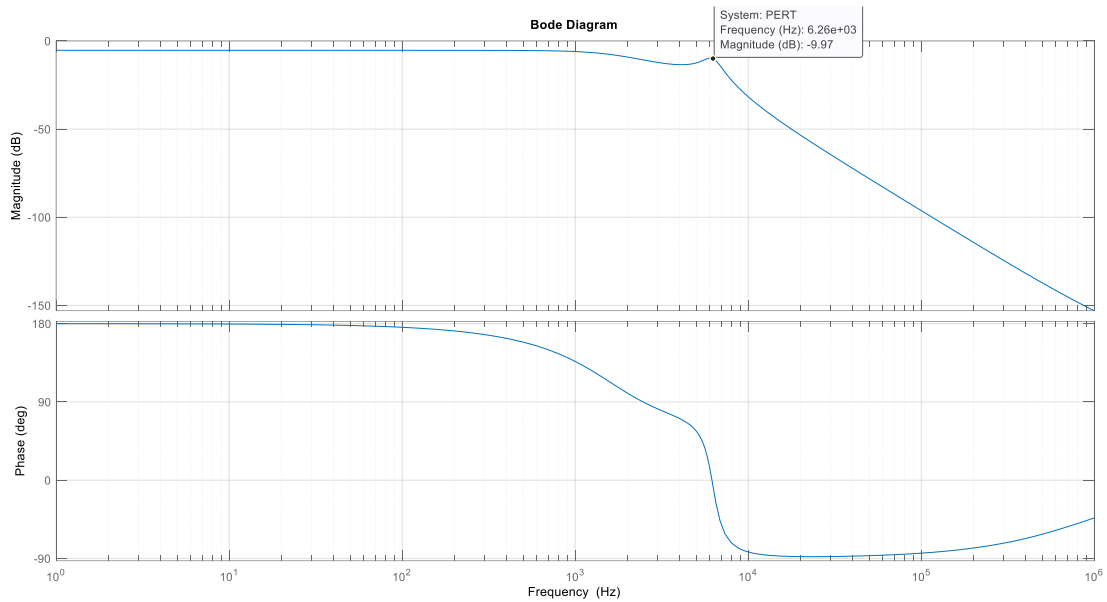


Figura 15: Diagrama de Bode de la planta de la perturbación

Una vez visto el comportamiento de la planta y de la perturbación, se va a observar el comportamiento del sistema cuando se implementan el control y los filtros de sensado y acondicionamiento de la medida de las diferentes variables.

Para ello, primero se analizará la función de transferencia en lazo abierto (FTLA) de la planta a controlar, primero sin controlador. El lazo queda como se muestra en la Figura 16:

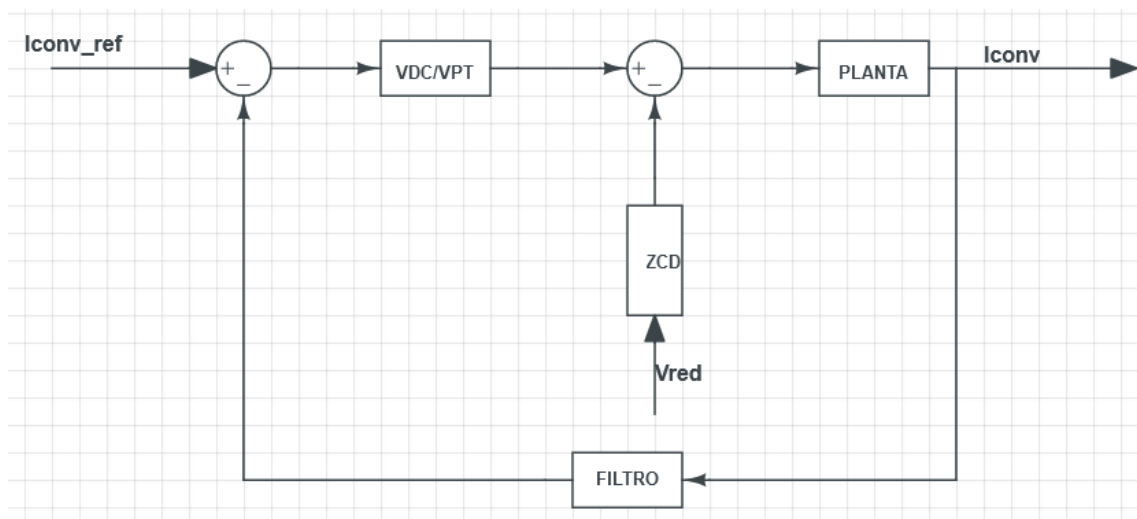


Figura 16: Lazo de control de corriente del convertidor

Con el diagrama de bloques de la Figura 16, es sencillo obtener la función de transferencia en lazo abierto del sistema sin controlador para analizar su comportamiento:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} + 1}$$

En este caso, la función de sensado de la corriente se va a definir con una frecuencia de corte de 4000 Hz, y una ganancia de 0.5:

- $K_{sc} = 0.5$
- $t_{sc} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 4000} = 0.0398 \text{ msec}$

En la Figura 17 que se muestra a continuación, están representadas los diagramas de bode de la función de transferencia en lazo abierto sin controlador y la función de transferencia de la perturbación.

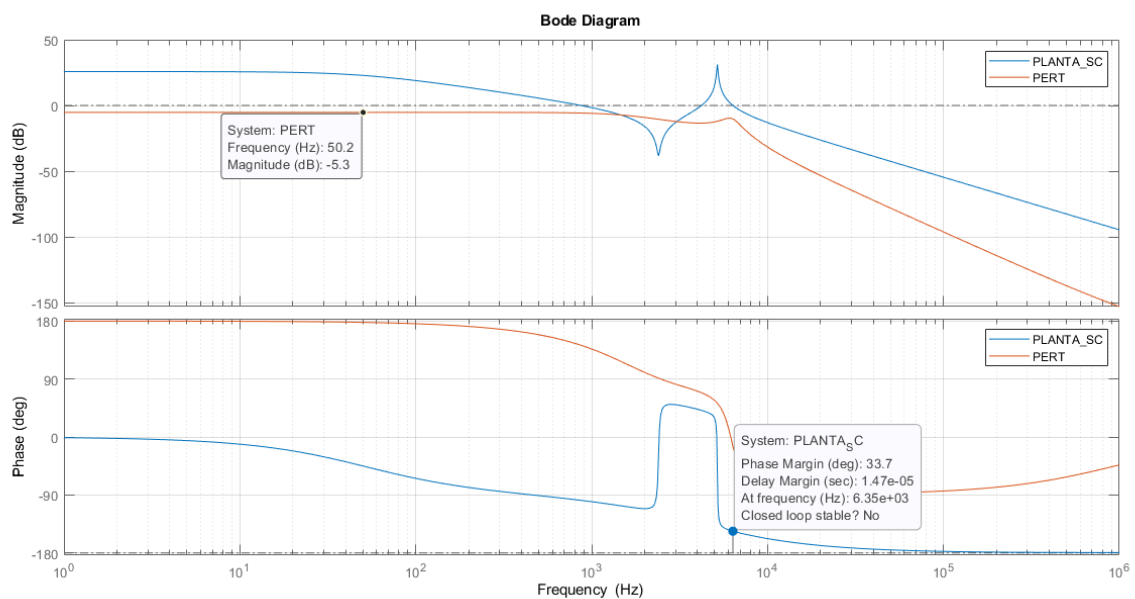


Figura 17: Diagrama de Bode de la FT en lazo abierto y de la perturbación

De estas dos gráficas, los puntos de interés son el módulo que toma la perturbación a los 50 Hz (es la frecuencia de la tensión de red) y el margen de fase y de ganancia del a FT en lazo abierto.

- Rechazo de la perturbación → -5,3 dB
- MF=33,7°

A pesar de que el sistema es estable (MF>0°) sin controlador, es necesaria la inclusión de este al sistema para poder tener un control a gusto del operador.

Además, aunque la perturbación se rechaza (-5,3 dB), no lo suficiente para que afecte dicha perturbación al sistema, por eso el controlador también es necesario para conseguir un rechazo todavía mayor.

En los siguientes apartados se plantearán diferentes métodos de control, analizando las ventajas y las desventajas que dichos métodos presentan, y exponiendo las diferentes configuraciones que serían adecuadas para el control del sistema.

3.1. CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR

A continuación, tras haber analizado el sistema sin controlador, se añade al lazo el controlador tal como se muestra en la Figura 18:

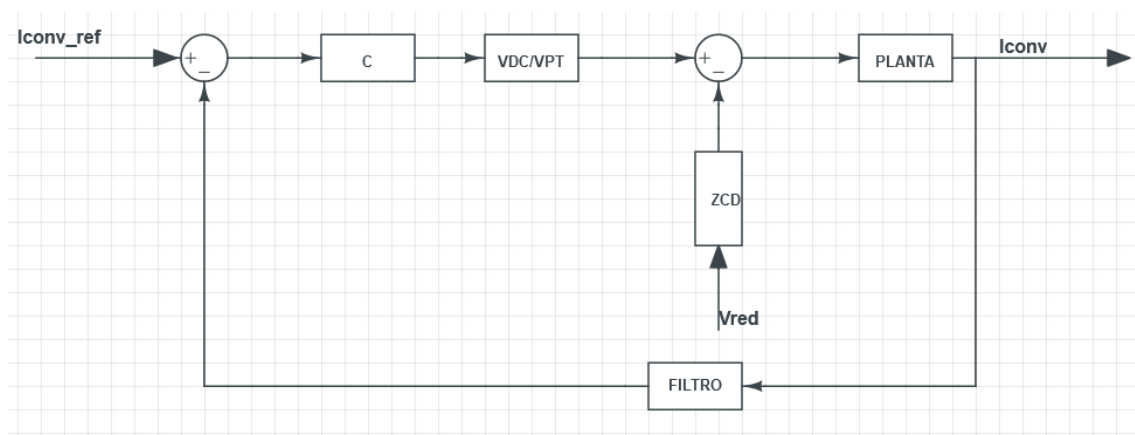


Figura 18: Lazo control de corriente del convertidor con controlador

Se van a estudiar el efecto de los controladores de tipo proporcional (P), proporcional integral (PI) y proporcional resonante (PR), tratando de conseguir el resultado óptimo con cada tipo de controlador. Es posible que además del controlador sean necesarias otro tipo de técnicas, como amortiguamiento pasivo o amortiguamiento activo.

Para examinar la estabilidad, se comprueba la función de transferencia en lazo abierto (margen de fase y margen de ganancia).

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} + 1} \cdot C$$

Para examinar la influencia de la perturbación, se comprueba la función de transferencia de la perturbación (módulo a 50 Hz):

$$FT_{LCPERT} = \frac{-PLANTA \cdot Z_{CD}}{1 + C \cdot PLANTA \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}} \text{ con } Z_{CD} = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_2}$$

Para examinar el seguimiento de la referencia impuesta, se comprueba la función de transferencia del sistema en lazo cerrado (módulo a 50 Hz):

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot C \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}{1 + FT_{LA}}$$

Se van a establecer como parámetros de diseño adecuados aquellos cuyo controlador consiga los siguientes valores de las funciones de transferencia que se analizan:

- Estabilidad → Margen de fase=40º y Margen de ganancia>0 dB
- Rechazo de la perturbación → Módulo a 50 Hz FTpert<-20 dB
- Seguimiento referencia → Módulo a 50 Hz lo más parecido posible a $FT_{LC} = \frac{1}{FILTRO(s)} = \frac{1}{0,5} = 2$
- Fase → fases de perturbación (si existe en el lazo) y de lazo cerrado que no afecten a la fase de la corriente de salida (es decir fase de 0º).

3.1.1. CONTROL PROPORCIONAL

Para este controlador, el objetivo es conseguir una frecuencia de corte del sistema más rápida que la frecuencia de resonancia conflictiva, que se encuentra a 5180 Hz. De esta forma la influencia de la resonancia desaparece de la respuesta temporal de la corriente del convertidor, ya que el control reacciona siempre más rápido que esta resonancia.

Otros aspectos a tener en cuenta son el margen de fase y el margen de ganancia, que determinan la estabilidad del sistema. El margen de ganancia con este controlador siempre va a ser positivo por lo que no va a dar problemas. Sin embargo, el margen de fase, aunque al igual que el margen de ganancia, también va a ser positivo siempre, se le va a exigir estar en 40º (parámetro de diseño) para evitar que cualquier variación en los parámetros del diseño hagan el sistema inestable.

El margen de fase está relacionado con la frecuencia de corte del sistema, a mayor margen menor frecuencia de corte y viceversa. Por lo tanto, la frecuencia de corte queda limitada por el margen de fase que se quiera imponer, en este caso 40°.

Como se ha visto para el análisis de la planta, el valor mínimo que va a tener la fase es de -90°. El controlador proporcional no modifica la fase porque no tiene ni polos ni ceros, por lo tanto, la fase con proporcional nunca va a estar por debajo de -90°.

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LC\,PERT} = \frac{-PLANTA \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \cdot PLANTA \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Donde K_p es el controlador proporcional (es una ganancia).

El procedimiento empleado para obtener el margen de fase de 40° es realizar un barrido de K_p hasta que se llega a esos 40° de MF. Este valor de **K_p es 0,35**.

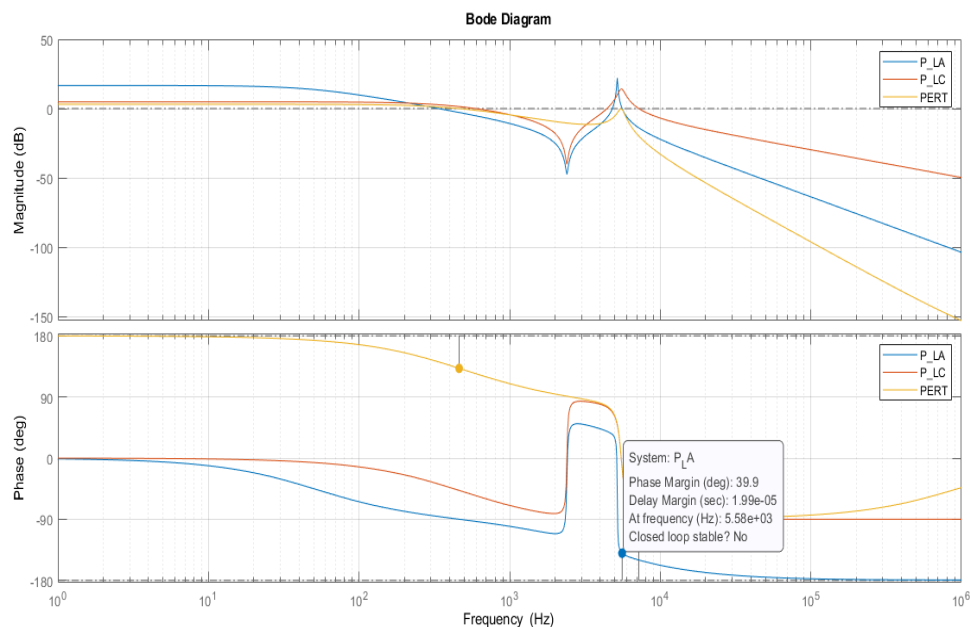


Figura 19: Diagramas de Bode para controlador P con $K_p=0,35$

En la Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → $MF=40^\circ$ y $MG>0$ dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: $|FT_{PERT}(50\text{ Hz})|=3,01$ dB
$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = 3,01\text{ dB}$$
$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{3,01}{20}} = 1,4141$$

No rechaza la perturbación, la amplifica. ✗
- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50\text{ Hz})| = 4,77$ dB
$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 4,77\text{ dB}$$
$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{4,77}{20}} = 1,7318 \neq 2$$

Seguimiento de la referencia bastante impreciso. ✗
- Fase $FT_{LC}(50\text{ Hz}) = -6,55^\circ$
Fase $FT_{LC_{PERT}}(50\text{ Hz}) = 173^\circ$
Señal desfasada. ✗

Estos aspectos negativos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 20:

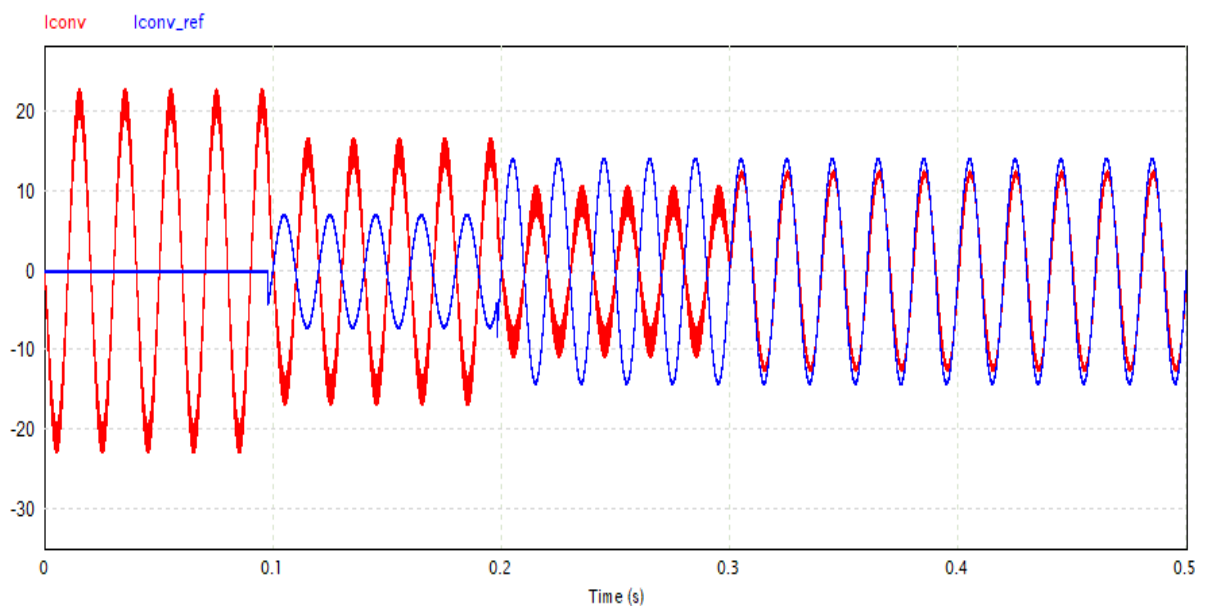


Figura 20: Análisis temporal controlador P con $K_p=0,35$

La referencia sigue el siguiente comportamiento:

- Un instante inicial de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 0 A.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de $2.5 A_{ef}$.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de $5 A_{ef}$.
- Un instante final de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de $5 A_{ef}$ pero la tensión de red cae a 0 V.

El efecto de la perturbación en el lazo es muy grande y por tanto la corriente no consigue seguir a la referencia en ningún momento.

Por otro lado, en el momento en el que la tensión de red cae a 0V, la corriente no sigue a la referencia nunca con precisión ya que el módulo es menor y tiene cierto retraso.

En definitiva, el controlador proporcional por sí solo **no es una configuración válida porque no rechaza la perturbación ni tiene un seguimiento de la referencia preciso.**

3.1.2. CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Visto el resultado negativo del controlador proporcional, el siguiente controlador a diseñar es el proporcional integral, PI.

El hecho de incluir la integral hace que a bajas frecuencias la ganancia sea mucho más baja que con el controlador proporcional, de forma que la tensión de red, que es de 50 Hz, pueda ser rechazada mejor que con el proporcional. A altas frecuencias este PI se comporta igual que el proporcional.

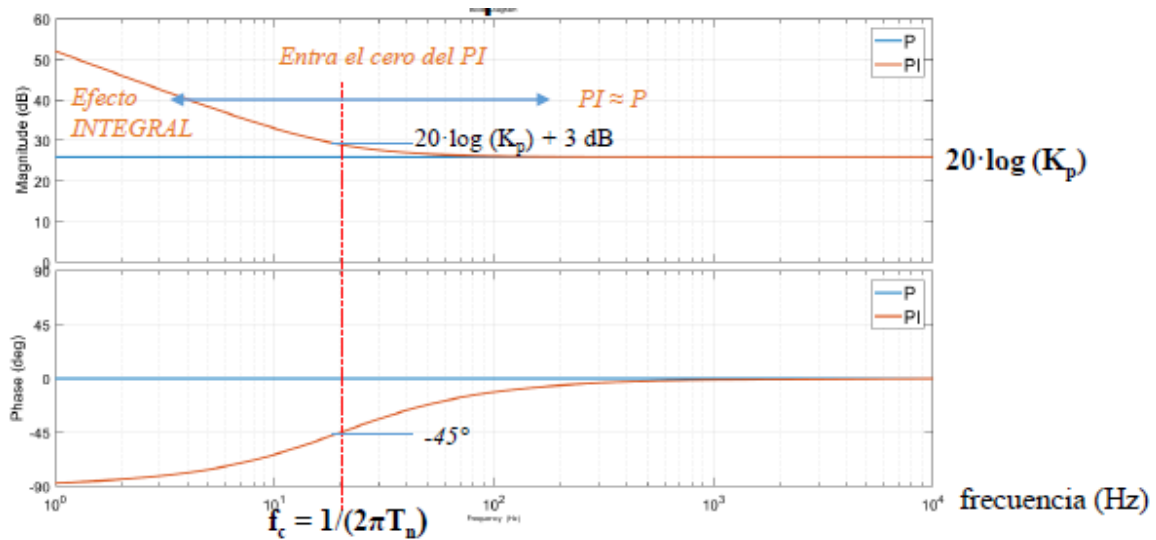


Figura 21: Comportamiento de un controlador PI

El procedimiento a seguir es el mismo que para el controlador proporcional, es decir se analizan las tres funciones de transferencia siguientes:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LCPERT} = \frac{-PLANTA \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \cdot PLANTA \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Ahora el controlador es $K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s}$, por lo que tiene dos parámetros de diseño, K_p y T_n que permiten variar tanto módulo como fase consiguiendo un diseño más preciso.

El objetivo es conseguir el máximo rechazo a 50 Hz de la tensión de red con los máximos margen de fase y margen de ganancia posibles que aseguren la estabilidad del sistema. Para ello se realiza un barrido de T_n hasta dar con el margen de fase requerido (40°) y posteriormente se modifica K_p para conseguir el máximo rechazo posible de la perturbación.

Los valores de K_p y T_n optimizados para tal propósito son:

$$K_p=0,189 ; T_n=3,6 \cdot 10^{-4}$$

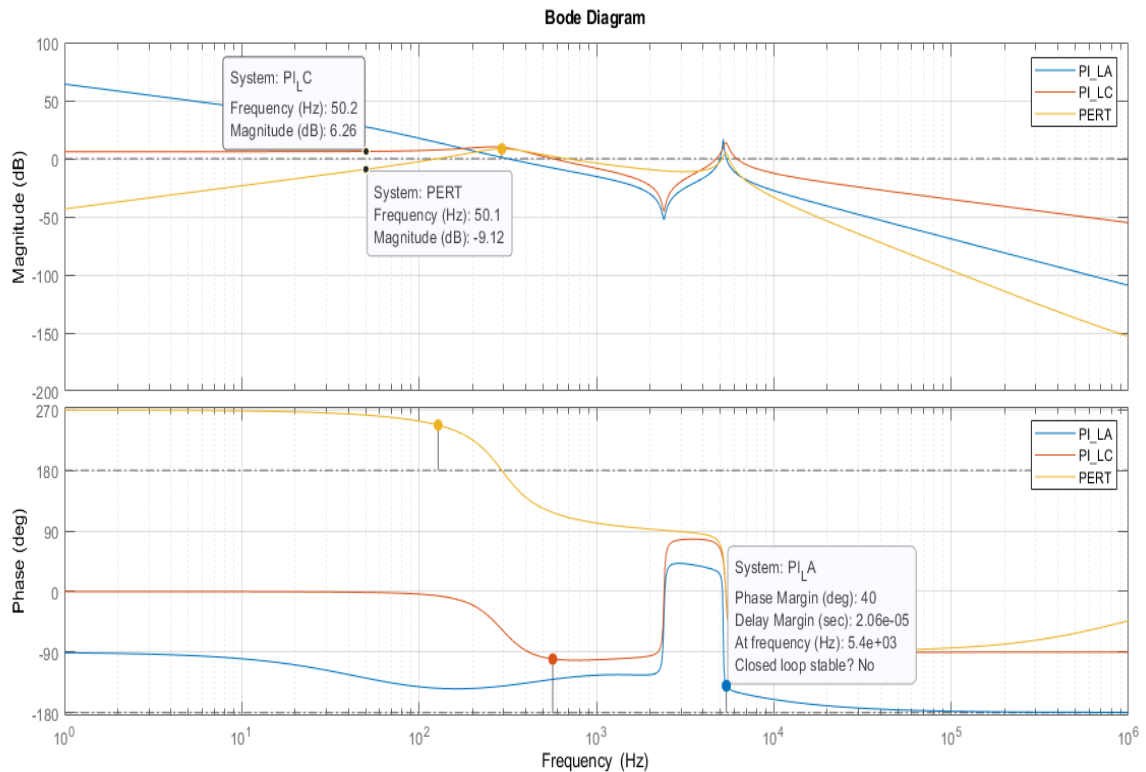


Figura 22: Diagramas de Bode para controlador PI con $K_p=0,189$ y $T_n=3,6 \cdot 10^{-4}$

En la Figura 22Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional integral en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla).

El módulo de la función de transferencia en lazo abierto corta a 0dB en tres frecuencias distintas. La fase del sistema que marca el margen de fase es la más restrictiva de estas tres frecuencias, es decir la que tiene la fase más baja. En este caso, dicha frecuencia es de 5400Hz, la cual es mayor que la frecuencia de resonancia (5180Hz).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- Estabilidad \rightarrow MF=40° y MG>0 dB ✓
- Rechazo de la perturbación: $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})| = -9,12 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -9,12 \text{ dB}$$

$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-9,12}{20}} = 0,35$$

Aceptable rechazo de la perturbación, aunque mejorable. ✓

- Seguimiento de la referencia: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,26 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,26 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,26}{20}} = 2,056 \neq 2$$

Buen seguimiento de la referencia. ✓

➤ Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = -1,2^\circ$

Fase $FT_{LCPERT}(50 \text{ Hz}) = 262^\circ$

Desfase de la señal en presencia de la perturbación. ✗

Estos aspectos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 23:

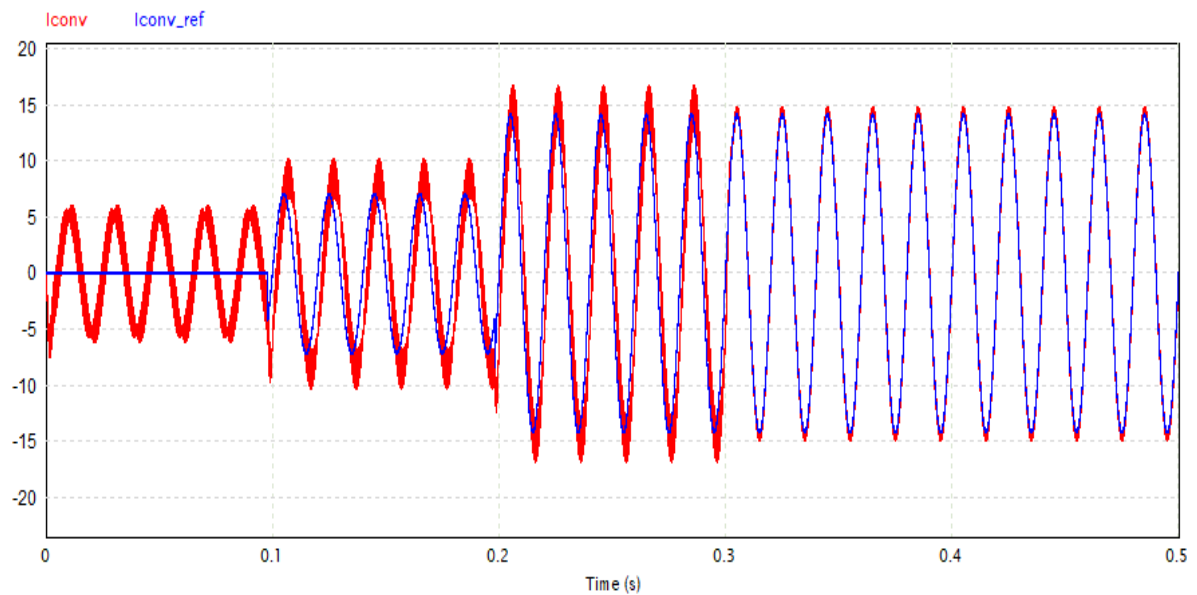


Figura 23: Análisis temporal controlador PI con $K_p=0,189$ y $T_n=3,6 \cdot 10^{-4}$

La referencia sigue el siguiente comportamiento:

- Un instante inicial de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 0 A.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 2.5 A_{ef}.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef}.
- Un instante final de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef} pero la tensión de red cae a 0 V.

El efecto de la perturbación en el lazo se minimiza bastante en comparación con el controlador proporcional y por tanto la corriente consigue seguir a la referencia de una manera suficiente, aunque con un desfase invariable.

Por otro lado, en el momento en el que la tensión de red cae a 0V, el seguimiento de la corriente a su referencia es prácticamente perfecto, tanto en módulo como en fase.

En definitiva, el controlador proporcional integral por sí solo **no es una configuración válida porque a pesar de que rechaza la perturbación adecuadamente y tiene un seguimiento de la referencia suficiente, la señal sufre un desfase importante en presencia de la perturbación.**

3.1.3. CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE

A continuación, se implementa un controlador proporcional resonante, PR. Este controlador amplifica la ganancia únicamente a la frecuencia de resonancia que se requiera, en este caso 50 Hz por ser la frecuencia de red. Para el resto de las frecuencias el controlador no tiene efecto, de tal manera que apenas interviene en el resto del sistema.

Este efecto de conseguir una ganancia muy elevada a una frecuencia determinada con fase 0º, permite que el rechazo de la perturbación sea muy elevado y que el seguimiento de la referencia sea muy preciso.

La función de transferencia del PR implementada es:

$$FT_{PR} = K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$$

Los parámetros de diseño son Kp, Kr, Wd y Wr:

- $K_p = 1 \rightarrow$ Es la ganancia del controlador para las frecuencias distintas de las de resonancia, para esta prueba se deja a 1.
- $K_r = 125 \rightarrow$ Es la ganancia a la frecuencia de resonancia, no conviene muy alta tampoco.
- $W_r = 2\pi 50 \rightarrow$ Es la frecuencia que se quiere resonar. 50 Hz en este caso.
- $W_d = 5 \rightarrow$ Es el ancho de amplificación sobre la frecuencia de resonancia.

Para comprobar cómo funciona este controlador PR se obtiene el bode de la función de transferencia con los datos anteriores:

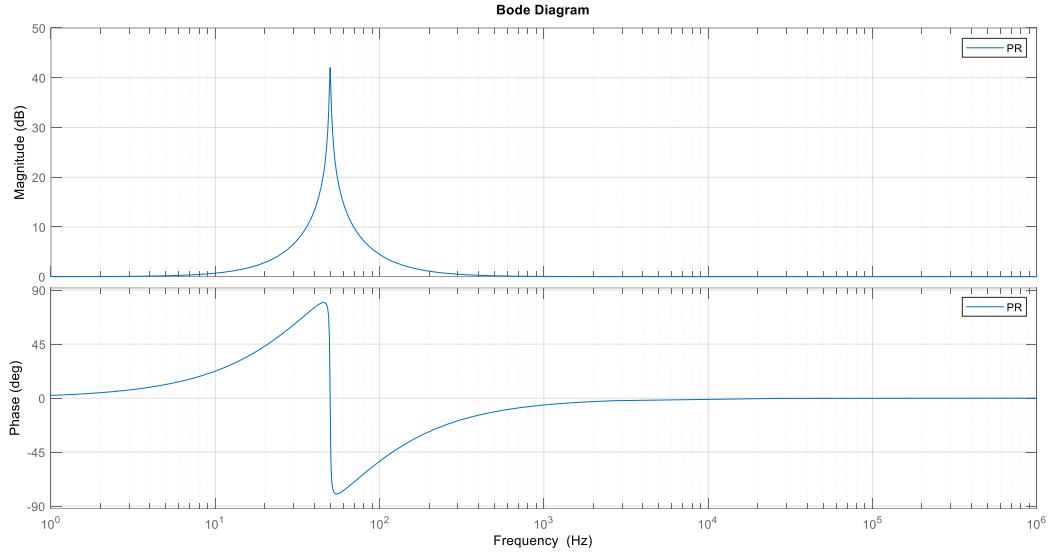


Figura 24: Diagrama de Bode de un controlador PR

Como se ve en la Figura 24, a 50 Hz con un cierto margen la ganancia va hasta los 40 dB, con fase 0° y para el resto de las frecuencias a 0 dB y 0° de fase.

El procedimiento a seguir es el mismo que para los otros controladores, es decir se analizan las tres funciones de transferencia siguientes:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LCPERT} = \frac{-PLANTA \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2} \cdot PLANTA \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Ahora el controlador es $K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$, por lo que tiene cuatro parámetros de diseño, K_p , K_r , W_d y W_r , aunque de estos cuatro K_r , W_d y W_r permanecen fijos. Por lo tanto, únicamente se modifica K_p hasta obtener el margen de fase deseado.

El objetivo es conseguir el máximo rechazo a 50 Hz de la tensión de red con los máximos margen de fase y margen de ganancia posibles que aseguren la estabilidad del sistema. Para ello se realiza un barrido de K_p hasta dar con el margen de fase requerido (40°).

Finalmente, los valores óptimos de diseño son:

$$K_p=0,298 ; K_r=125 ; W_d=5 ; W_r=2\pi 50$$

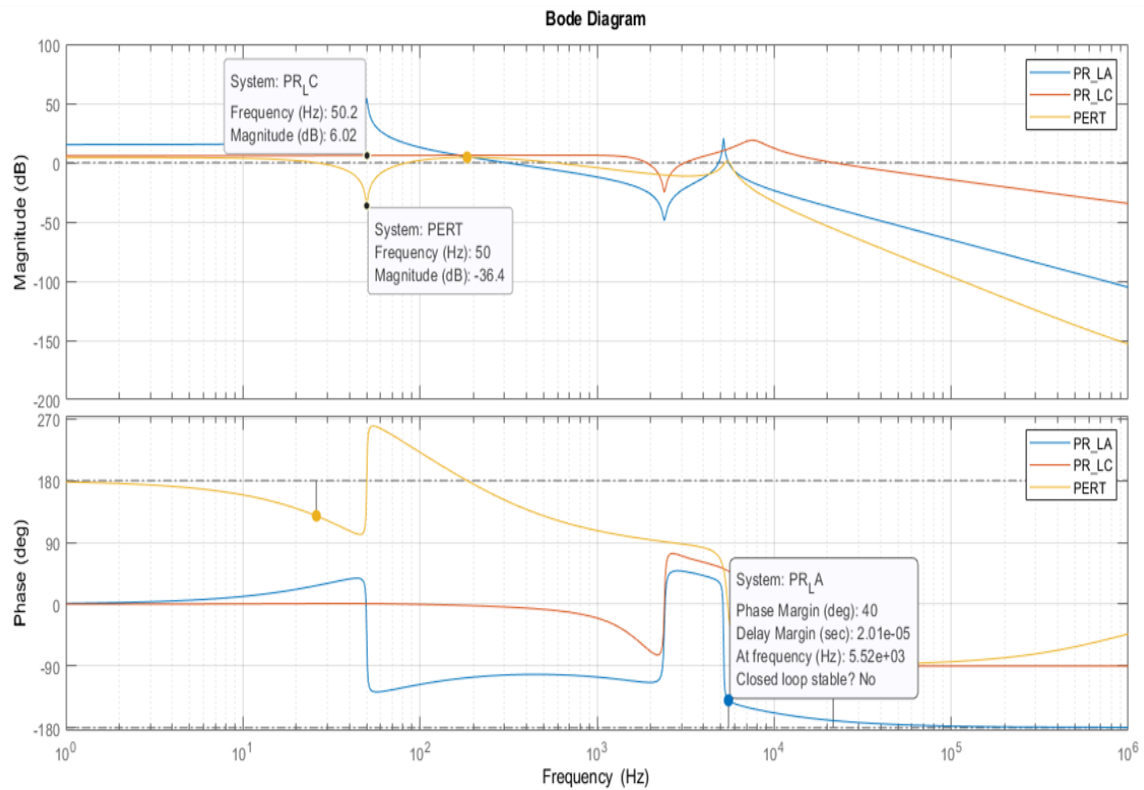


Figura 25: Diagramas de Bode para controlador PR con $K_p=0,289$

En la Figura 25 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional resonante en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → $MF=40^\circ$ y $MG>0$ dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})|=-36,4$ dB

$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -36,4 \text{ dB}$$

$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-36,4}{20}} = 0,015$$

Gran rechazo de la perturbación. ✓

- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,02$ dB

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,02 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,02}{20}} = 1,99 \neq 2$$

Gran seguimiento de la referencia. ✓

➤ Fase $FT_{LC}(50\text{ Hz}) = -0,58^\circ$

Fase $FT_{LCPERT}(50\text{ Hz}) = 178^\circ$

Mínimo desfase de la señal en presencia de la perturbación. ✓

Estos aspectos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 26:

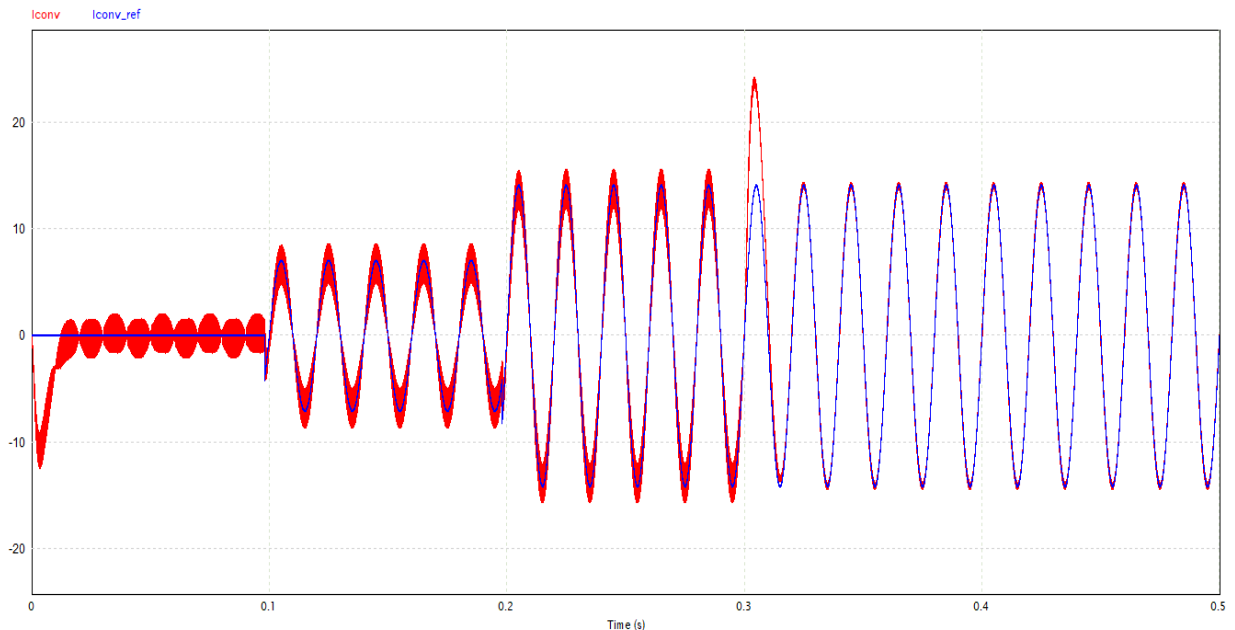


Figura 26: Análisis temporal controlador PR con $K_p=0,289$

La referencia sigue el siguiente comportamiento:

- Un instante inicial de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 0 A.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 2.5 A_{ef}.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef}.
- Un instante final de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef} pero la tensión de red cae a 0 V.

El efecto de la perturbación en el lazo se minimiza muchísimo en comparación con el controlador proporcional y por tanto la corriente consigue seguir a la referencia de una manera casi perfecta y sin casi desfase.

Por otro lado, en el momento en el que la tensión de red cae a 0V, el seguimiento de la corriente a su referencia es prácticamente perfecto, tanto en módulo como en fase.

En definitiva, el controlador proporcional resonante por sí solo **es una configuración válida porque rechaza la perturbación adecuadamente y tiene un seguimiento de la referencia casi perfecto. El único pero de este controlador son las sobreoscilaciones que se producen en la**

corriente cuando hay cambios bruscos de la tensión de red, aunque es algo perfectamente solucionable.

3.2. CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO EN LA RAMA DEL FILTRO LCL DE SALIDA

Otra opción para hacer que el control de corriente mejore para aquellos casos cuyo tipo de controlador así lo requiera es amortiguar la resonancia mediante elementos pasivos que hagan que el módulo de la función de transferencia en lazo abierto a la frecuencia de resonancia disminuya.

En este trabajo se plantea el uso de una rama de amortiguamiento pasivo en paralelo al condensador del filtro, el cual constará de un condensador y una resistencia. El uso del condensador de amortiguamiento será del mismo calibre que el utilizado para filtrar las señales de alta frecuencia, y la resistencia será la impedancia característica del propio filtro. Así pues, los elementos pasivos serían los siguientes:

$$C_{31} = 20 \mu F$$

$$R = 2 \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_3 + C_{31}}} = \sqrt{\frac{(60 + 220) \mu}{(20 + 20) \mu}} = 2.65 \Omega$$

El esquema con la rama de amortiguamiento pasivo en paralelo queda ahora de la siguiente manera, Figura 27:

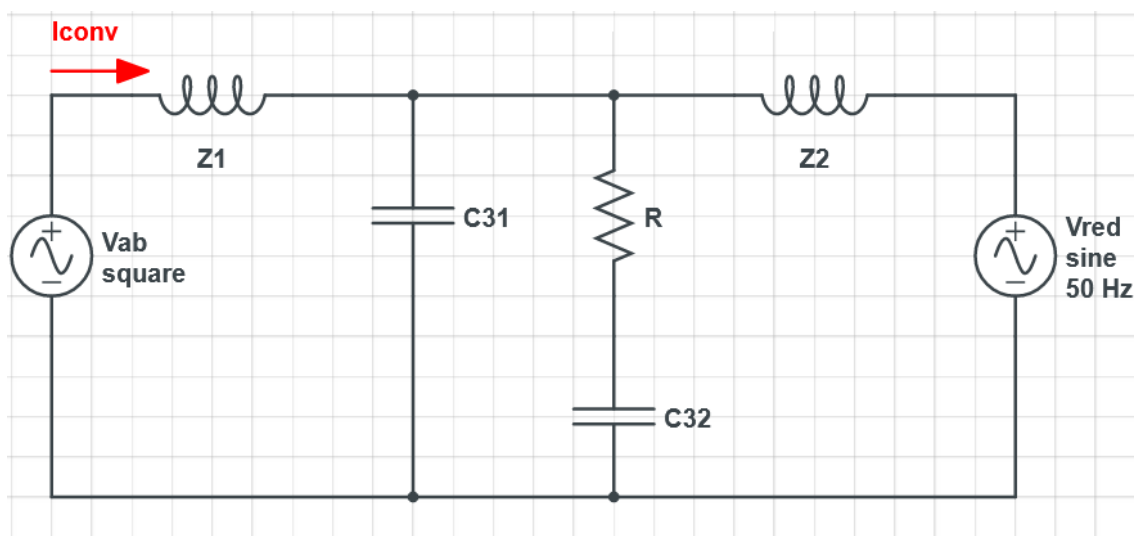


Figura 27: Esquema corriente del convertidor con amortiguamiento pasivo

A continuación, se procede a estudiar, al igual que se ha hecho anteriormente, los tres controladores propuestos, pero ahora con rama de amortiguamiento pasivo con los valores calculados de resistencia y condensador.

El paralelo formado por el condensador, C31 y el condensador y resistencia, R y C32 forman ahora la impedancia llamada Z3R, en lugar de la Z3 que había anteriormente:

$$Z_{3R} = \frac{R \cdot C_{32} \cdot s + 1}{(C_{31} + C_{32}) \cdot s \cdot \left(R \cdot \frac{C_{31} \cdot C_{32}}{C_{31} + C_{32}} \cdot s + 1 \right)} \text{ frente a } Z_3 = R + \frac{1}{Cs}$$

La planta por tanto ahora es:

$$PLANTA = \frac{I_{conv}}{V_{ab}} = \frac{1}{Z_1 + Z_{thCD}} = \frac{Z_{3R} + Z_2}{Z_3 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot (Z_{3R} + Z_2)} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{pt}}$$

No se simula la planta sola con el amortiguamiento pasivo porque sin el amortiguamiento ya era estable, por lo que si se le añade amortiguamiento va a seguir siendo estable, con la diferencia de que los picos de resonancia van a estar más mitigados.

Se pasa directamente a analizar cada controlador por separado y el efecto que la rama de amortiguamiento pasivo tiene en la mejora del comportamiento del sistema.

3.2.1. CONTROL PROPORCIONAL

Se procede a simular en Matlab con la Kp con la cual en el caso de sin amortiguamiento se conseguía el margen de fase de 40º, Kp=0,35.

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA_{AP} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_{AP} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LCPERT} = \frac{-PLANTA_{AP} \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \cdot PLANTA_{AP} \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Donde Kp es el controlador proporcional (es una ganancia).

El resultado que se obtiene es el siguiente, Figura 28:

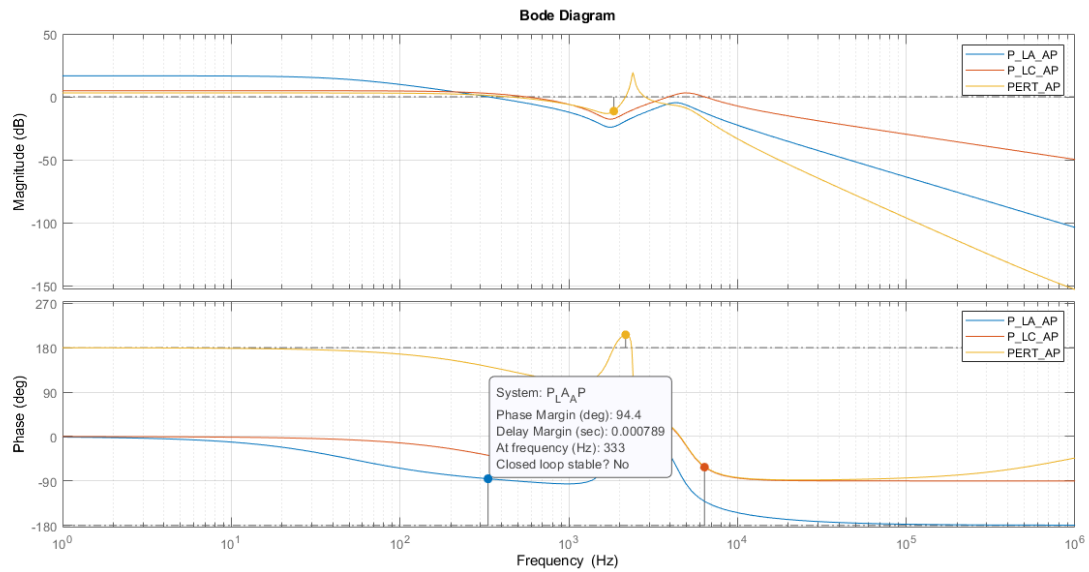


Figura 28: Diagramas de Bode con controlador P y amortiguamiento pasivo, $K_p=0,35$

Como se ve, el amortiguamiento ha suavizado los picos de resonancia de tal manera que la función de transferencia en lazo abierto ya no corta a tres frecuencias a 0dB, sino que solo lo hace a una frecuencia. Esta frecuencia es de 333Hz y marca un margen de fase de 94,4°.

Como este margen de fase es demasiado elevado se puede aumentar la K_p hasta conseguir un margen de fase de 40°. Por eso, el amortiguamiento posibilita aumentar la K_p y obtener un comportamiento en cuanto a rechazo de la perturbación y seguimiento mejor que para el caso de sin amortiguamiento. La K_p que con amortiguamiento consigue un margen de fase de 40° es:

$K_p=2,11$

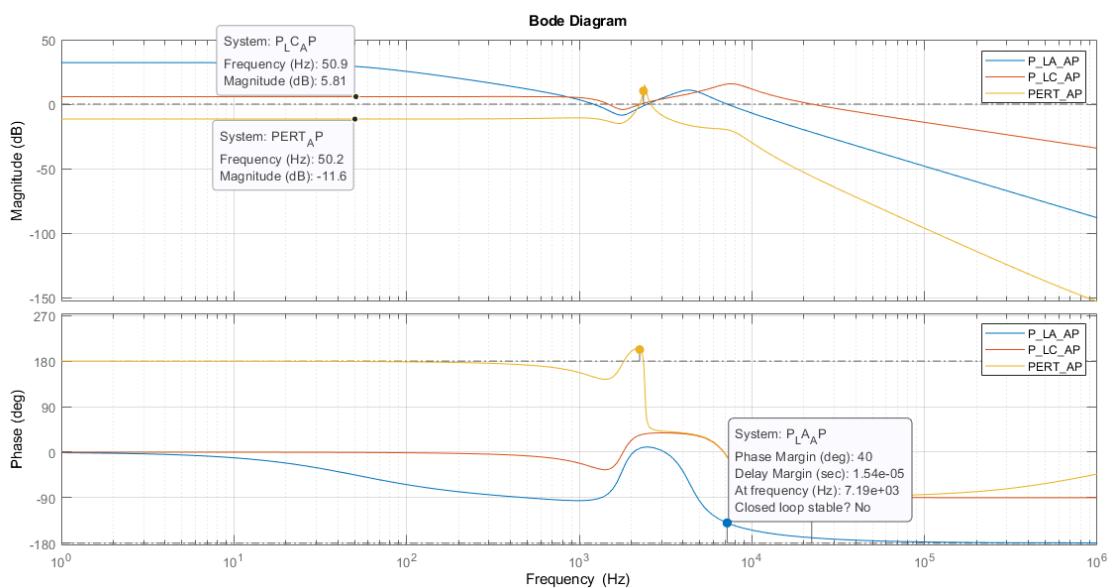


Figura 29: Diagramas de Bode del controlador P con amortiguamiento pasivo y $K_p=2,11$

En la Figura 29 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla) con amortiguamiento pasivo.

La función de transferencia en lazo abierto ahora sí que corta a tres frecuencias a 0dB. La frecuencia que tiene la fase más restrictiva para el margen de fase es de 7190HZ.

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → MF=40° y MG>0 dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})| = -11,6 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -11,6 \text{ dB}$$
$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-11,6}{20}} = 0,263$$

Mejora el rechazo de la perturbación, no lo suficiente. ✗

- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 5,81 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 5,81 \text{ dB}$$
$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{5,81}{20}} = 1,952 \neq 2$$

Mejora el seguimiento de la referencia, no lo suficiente. ✗

- Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = -0,652^\circ$
Fase $FT_{LCPERT}(50 \text{ Hz}) = 179^\circ$

Señal muy poco desfasada. ✓

Estos aspectos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 30:

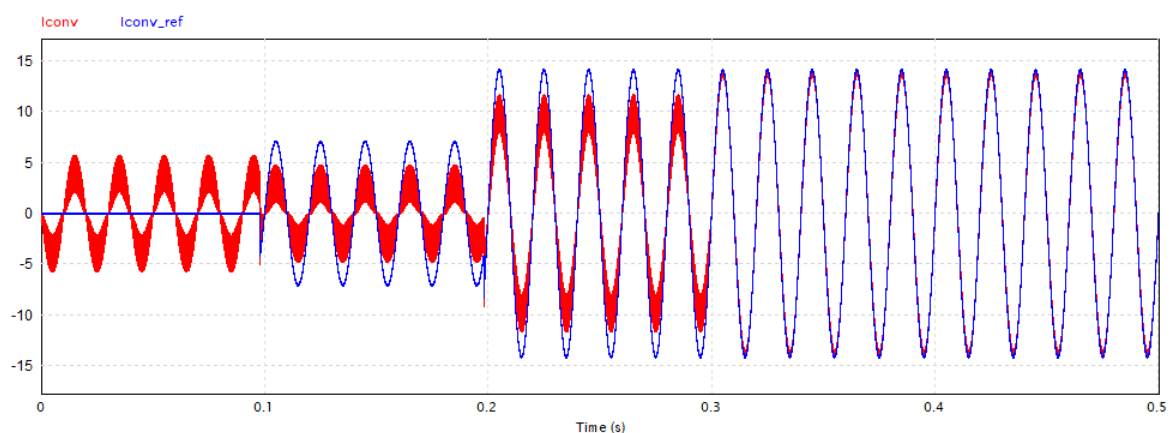


Figura 30: Análisis temporal controlador P y amortiguamiento pasivo con Kp=2,11

El rechazo de la perturbación mejora al que presenta el sistema sin amortiguamiento (3,01dB), aunque no es suficiente. En cuanto al seguimiento de la referencia también se obtiene una mejor respuesta que sin amortiguamiento (1,73dB).

Como conclusión, **la inclusión del amortiguamiento pasivo mejora el comportamiento del sistema ante el controlador P porque se rechaza más la perturbación y el seguimiento de la referencia también es mejor, pero no lo suficiente para considerar un control adecuado.**

3.2.2. CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Se procede a simular en Matlab con la K_p y T_n con la cual en el caso de sin amortiguamiento se conseguía el margen de fase de 40° , $K_p=0,189$ y $T_n = 3,6 \cdot 10^{-4}$.

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \frac{T_ns + 1}{T_ns}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \frac{T_ns + 1}{T_ns}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LC_PERT} = \frac{-PLANTA_AP \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \frac{T_ns + 1}{T_ns} \cdot PLANTA_AP \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Ahora el controlador es $K_p \frac{T_ns + 1}{T_ns}$, por lo que tiene dos parámetros de diseño, K_p y T_n que permiten variar tanto módulo como fase consiguiendo un diseño más preciso.

El resultado que se obtiene es el siguiente, Figura 31:

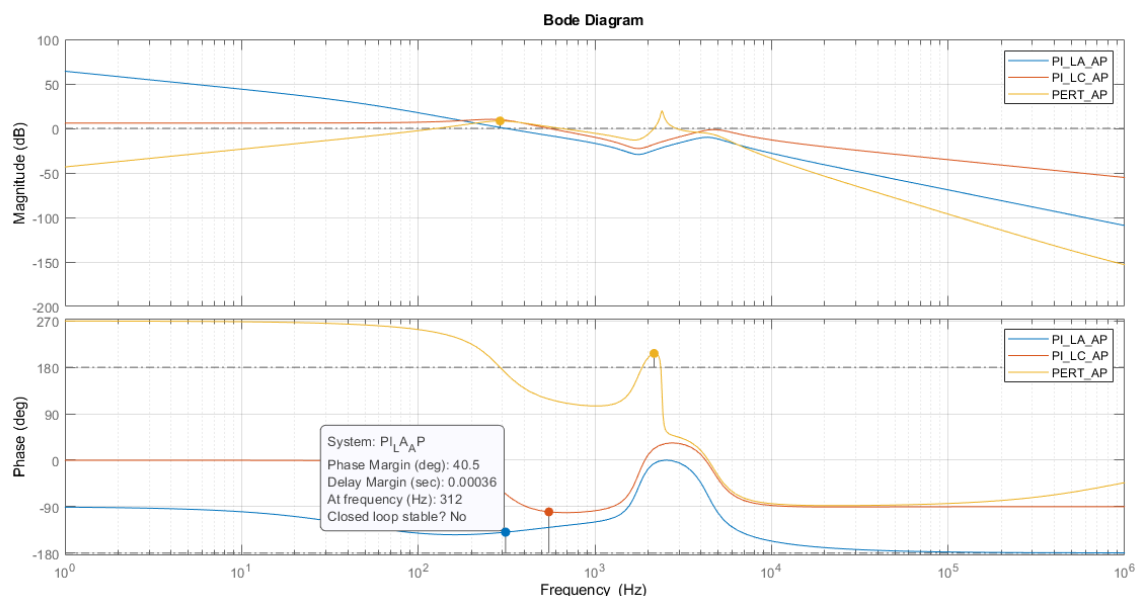


Figura 31: Diagramas de Bode con controlador PI y amortiguamiento pasivo, $K_p=0,189$ y $T_n=3,6 \cdot 10^{-4}$

Como se ve en la Figura 31, ahora la función de transferencia en lazo abierto solo corta a 0dB a una sola frecuencia en lugar de las tres frecuencias anteriores. Esto hace que el margen de fase sea de 40° pero la frecuencia de corte sea muy pequeña (312Hz). Es posible conseguir el margen de fase de 40° pero con una frecuencia de corte más alta modificando los valores de K_p y T_n . Esos valores son:

$$K_p=1,305 ; T_n=1,4 \cdot 10^{-4}$$

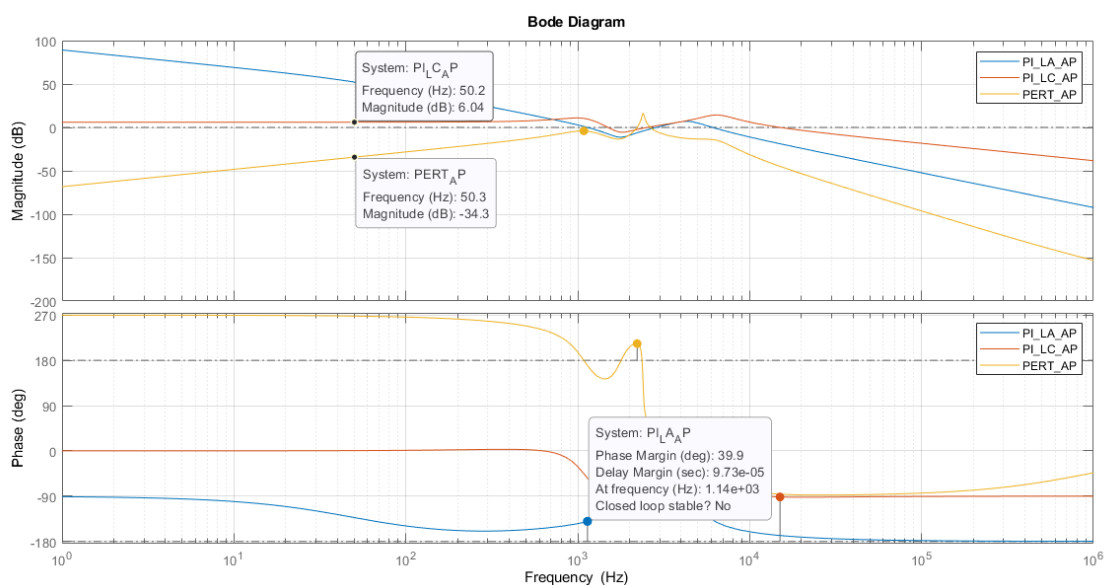


Figura 32: Diagramas de Bode con controlador PI y amortiguamiento pasivo, $K_p=1,305$ y $T_n=1,4 \cdot 10^{-4}$

En la Figura 32 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional integral en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla) con amortiguamiento pasivo.

La función de transferencia en lazo abierto ahora sí que corta a tres frecuencias a 0dB. La frecuencia que tiene la fase más restrictiva para el margen de fase es de 1140HZ.

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → MF=40° y MG>0 dB ✓
- *Rechazo de la perturbación:* $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})| = -34,3 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -34,3 \text{ dB}$$
$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-34,3}{20}} = 0,019$$

Mejora mucho el rechazo de la perturbación. ✓

- *Seguimiento de la referencia:* $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,04 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,04 \text{ dB}$$
$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,04}{20}} = 2,004 \neq 2$$

Mejora mucho el seguimiento de la referencia. ✓

- Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = -0,617^\circ$
Fase $FT_{LCPERT}(50 \text{ Hz}) = 268^\circ$

Señal muy poco desfasada. ✓

Estos aspectos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 33:

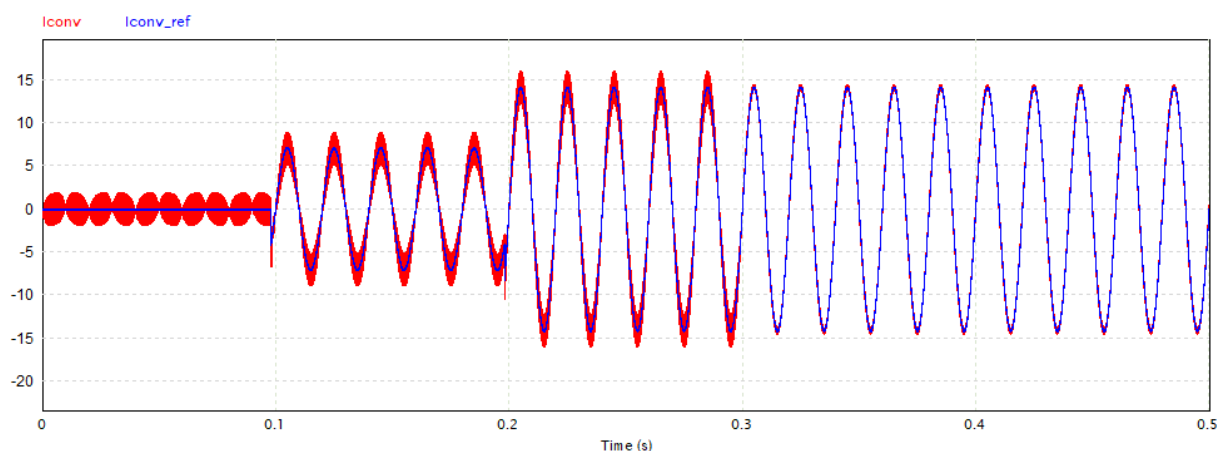


Figura 33: Análisis temporal controlador PI y amortiguamiento pasivo con $K_p=1,305$ y $T_n=1,4 \cdot 10^{-4}$

El rechazo de la perturbación mejora al que presenta el sistema sin amortiguamiento (-9,12dB), la cual es más que suficiente. En cuanto al seguimiento de la referencia también se obtiene una mejor respuesta que sin amortiguamiento (6,26dB).

Como conclusión, **la inclusión del amortiguamiento pasivo mejora muchísimo el comportamiento del controlador PI en el sistema porque se rechaza mucho más la perturbación y el seguimiento de la referencia también es mucho mejor, obteniendo un controlador PI totalmente válido.**

3.2.3. CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE

Se procede a simular en Matlab con la K_p con la cual en el caso de sin amortiguamiento se conseguía el margen de fase de 40° , $K_p=0,298$.

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LCPERT} = \frac{-PLANTA_AP \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2} \cdot PLANTA_AP \cdot FILTRO \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Ahora el controlador es $K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$, por lo que tiene cuatro parámetros de diseño, K_p , K_r , W_d y W_r , aunque de estos cuatro K_r , W_d y W_r permanecen fijos. Por lo tanto, únicamente se modifica K_p hasta obtener el margen de fase deseado.

El resultado que se obtiene es el siguiente, Figura 34:

$$K_p = 0,298 :$$

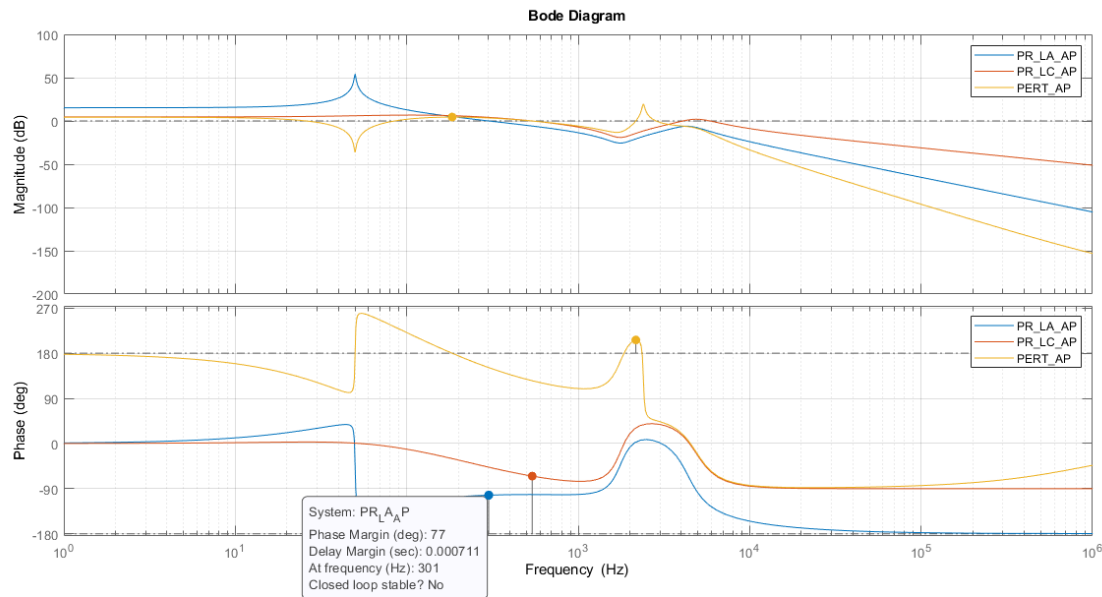


Figura 34: Diagramas de Bode para controlador PR con amortiguamiento pasivo con $K_p=0,289$

Como se ve, ahora la función de transferencia en lazo abierto solo corta a 0dB a una sola frecuencia en lugar de las tres frecuencias anteriores. Esto hace que el margen de fase sea de 40° pero la frecuencia de corte sea muy pequeña (301Hz). Es posible conseguir el margen de fase de 40° pero con una frecuencia de corte más alta modificando los valores de K_p y T_n . Esos valores son:

$$MF = 40^\circ \rightarrow K_p = 2,035$$

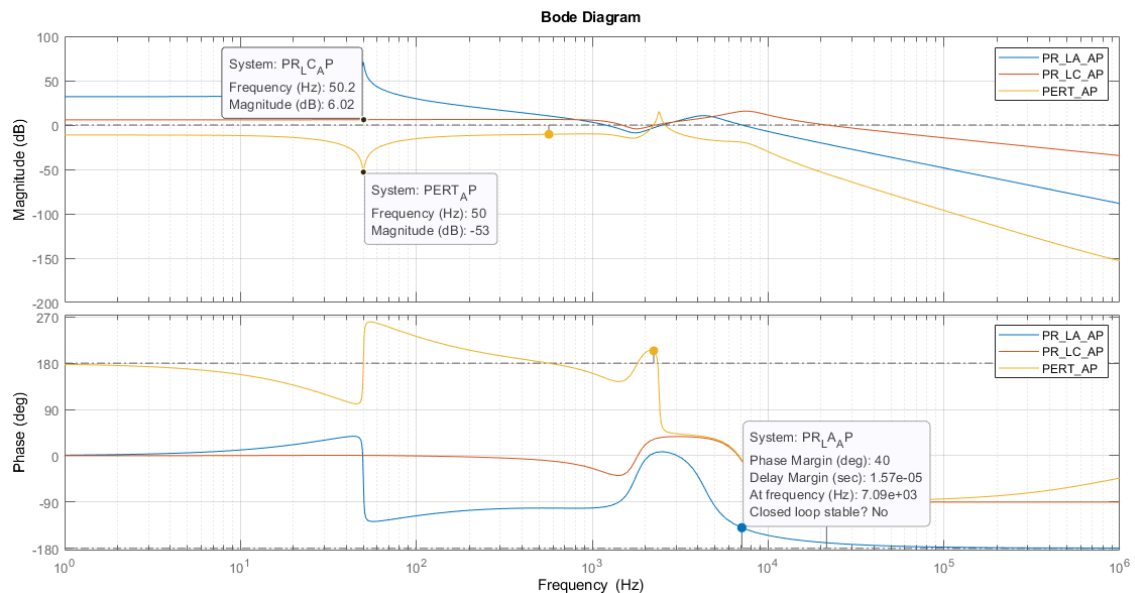


Figura 35: Diagramas de Bode para controlador PR con amortiguamiento pasivo con $K_p=2,035$

En la Figura 35 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional resonante en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla) con amortiguamiento pasivo.

La función de transferencia en lazo abierto ahora sí que corta a tres frecuencias a 0dB. La frecuencia que tiene la fase más restrictiva para el margen de fase es de 7090HZ.

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

➤ *Estabilidad* → MF=40° y MG>0 dB ✓

➤ *Rechazo de la perturbación:* $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})| = -53 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -53 \text{ dB}$$

$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-53}{20}} = 0,002$$

Mejora el rechazo de la perturbación. ✓

➤ *Seguimiento de la referencia:* $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,02 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,02 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,02}{20}} = 1,999 \neq 2$$

Mejora el seguimiento de la referencia. ✓

➤ Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = 0,692^\circ$

Fase $FT_{LCPERT}(50 \text{ Hz}) = 176^\circ$

Señal muy poco desfasada. ✓

Estos aspectos se confirman en el análisis temporal realizado con PSIM de la Figura 36:

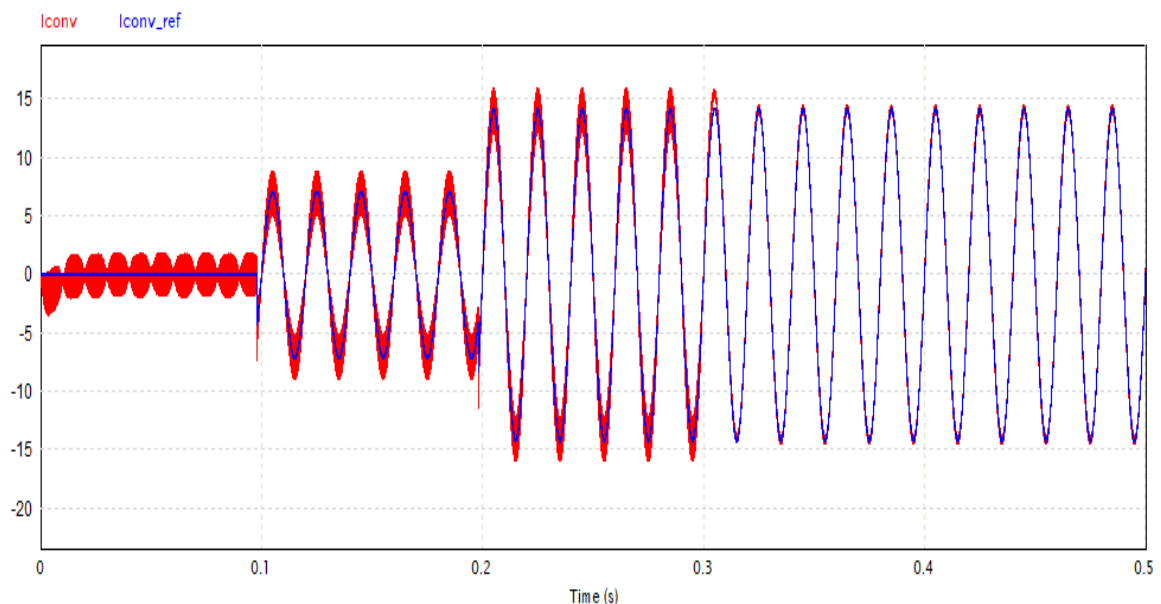


Figura 36: Análisis temporal controlador PR con amortiguamiento pasivo y Kp=2,035

El rechazo de la perturbación mejora al que presenta el sistema sin amortiguamiento (-36,4dB), aunque esta mejora es redundante puesto que el rechazo que se consigue sin amortiguamiento es más que suficiente. En cuanto al seguimiento de la referencia también se obtiene una mejor respuesta que sin amortiguamiento (6,02dB) pero como para el caso del rechazo es redundante.

La adición de esta rama de amortiguamiento sí que consigue mejorar las sobreoscilaciones existentes ante cambios de la tensión de red bruscos tal y como se aprecia en la Figura 36.

Como conclusión, **la inclusión del amortiguamiento pasivo mejora el comportamiento del controlador PR en el sistema, pero no es necesario porque sin amortiguamiento la respuesta del sistema es más que válida.**

3.3. CONTROL DE LA CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR

Una nueva variante de obtener un diseño de controlador válido para el sistema consiste en realizar una realimentación de la tensión del condensador. Con este tipo de control, la perturbación de la tensión de red que existía en el lazo de control de la corriente del convertidor (Figura 18) desaparece logrando solucionar el gran problema que existe con este lazo, la gran influencia que ejerce la tensión de red. Tiene como punto negativo que es necesario un nuevo sensor que mida la tensión del condensador, por lo que el coste del control será algo mayor.

A pesar de que con el lazo de control típico ya había algunos controladores que conseguían tener un gran desempeño, incluso si hacía falta se podía añadir el amortiguamiento pasivo, se decide probar el efecto que este lazo nuevo puede tener en el sistema y ver si es capaz de que aquellas configuraciones de controlador que antes no eran válidas ahora sí que lo sean.

Así pues, se procede a implementar el lazo de control con realimentación de la tensión del condensador, Figura 37, para los tres controladores propuestos, P, PI y PR.

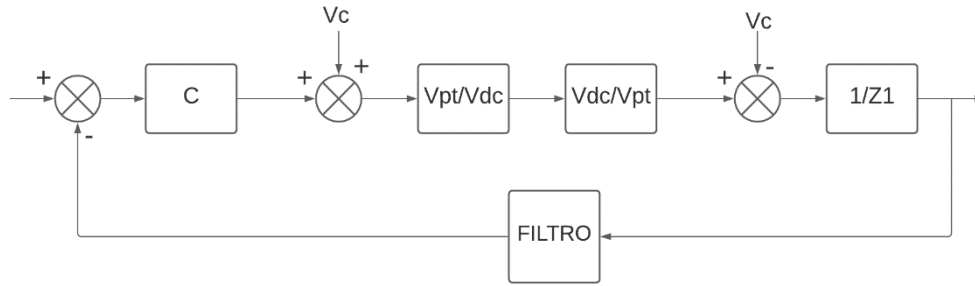


Figura 37: Lazo de control de corriente del convertidor con realimentación de la tensión del condensador

La función de transferencia de la planta con este control se simplifica y se rige por la siguiente ecuación:

$$PLANTA = \frac{I_{conv}}{V_{ab}} = \frac{1}{Z_1}$$

El diagrama de Bode de la planta se representa en la Figura 38:

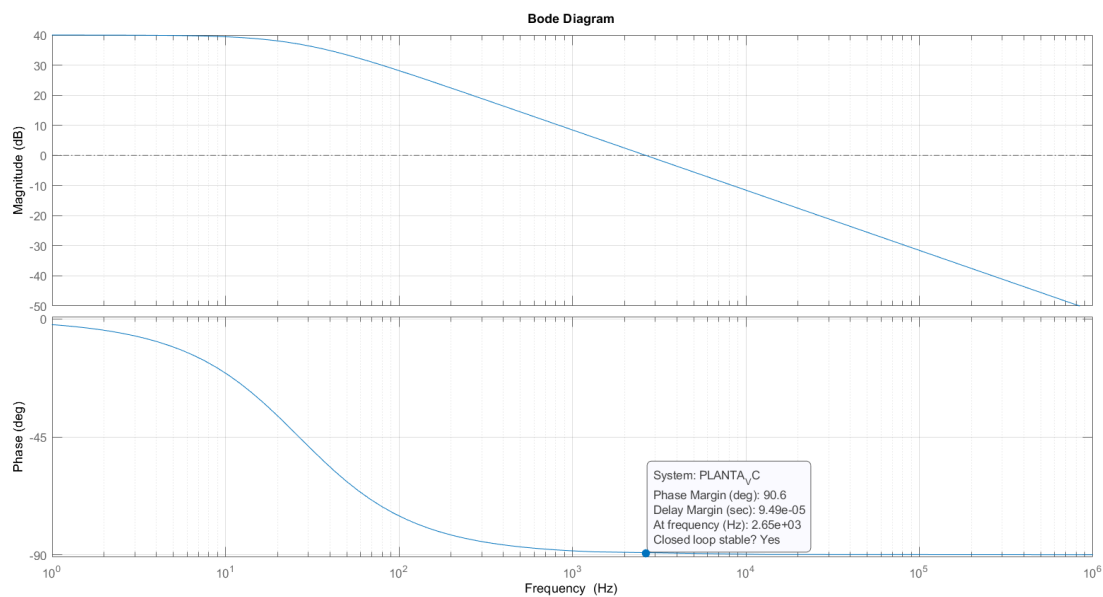


Figura 38: Diagrama de Bode de la planta del control con realimentación de la tensión del condensador

Es un sistema que no presenta sobreoscilación como el otro y la fase tiende a -90° a medida que la frecuencia aumenta.

Por otro lado, la planta es estable ya que el margen de fase es mayor que cero ($90,6^\circ$) y el margen de ganancia también es mayor que cero.

El siguiente paso ya es añadir los diferentes controladores al lazo e ir analizando los resultados que aporta cada uno de ellos. Las funciones de transferencia a representar en el diagrama de Bode son la del lazo abierto y la del lazo cerrado del sistema.

3.3.1. CONTROL PROPORCIONAL

El controlador proporcional ya se ha visto que está compuesto por una ganancia llamada K_p .

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$PLANTA_{Vc} = \frac{1}{Z_1}$$

$$FT_{LA} = PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p}{1 + FT_{LA}}$$

Para encontrar el valor de K_p óptimo se realiza un barrido hasta dar con un margen de fase del sistema de 40° que haga el sistema estable. Dicho valor de K_p es:

$$K_p=5,69$$

Se representa el diagrama de Bode de las dos funciones de transferencia anteriores con esta K_p ,
Figura 39:

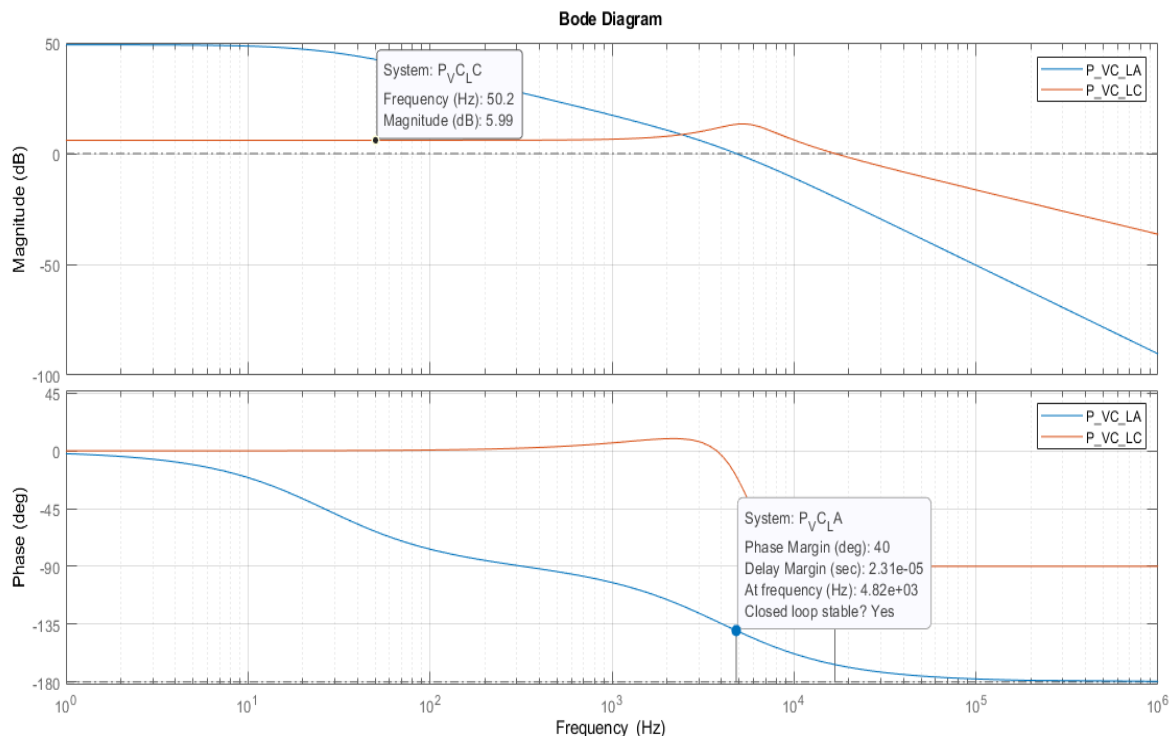


Figura 39: Diagramas de Bode del controlador P con realimentación V_c y $K_p=5,69$

En la Figura 39Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → $MF=40^\circ$ y $MG>0$ dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: No existe perturbación en el lazo. ✓
- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50\text{ Hz})| = 5,99\text{ dB}$
 $20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 5,99\text{ dB}$
 $|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{5,99}{20}} = 1,9929 \neq 2$
Gran seguimiento de la referencia. ✓
- *Fase* $FT_{LC}(50\text{ Hz}) = -1^\circ$
Señal muy poco desfasada. ✓

Estos aspectos analizados se confirman en el análisis temporal de la Figura 40:

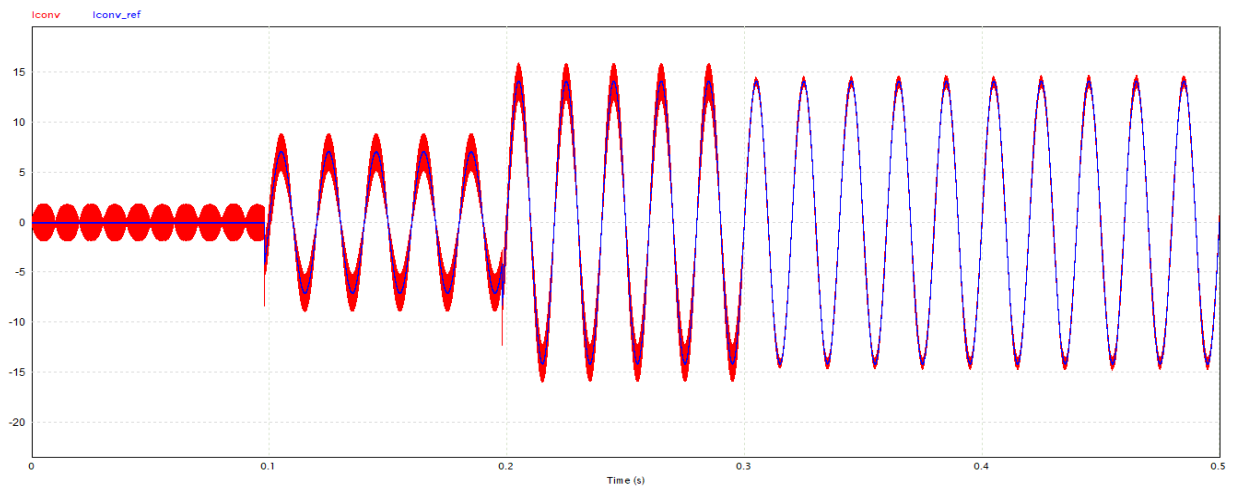


Figura 40: Análisis temporal del controlador P con realimentación V_c y $K_p=5,69$

Como se puede ver en la Figura 40, la perturbación de la tensión de red no existe, por lo que el seguimiento de la referencia es prácticamente perfecto sin apenas desfase.

En definitiva, **el controlador proporcional con realimentación de la tensión del condensador es una configuración válida para el control de la corriente del convertidor.**

3.3.2. CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

El controlador proporcional integral ya se ha visto que tiene dos parámetros de diseño, K_p y T_n .

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$PLANTA_{Vc} = \frac{1}{Z_1}$$

$$FT_{LA} = PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s}}{1 + FT_{LA}}$$

Para encontrar el valor de K_p y T_n óptimos se realiza un barrido de T_n hasta dar con el margen de fase requerido (40°) y posteriormente se modifica K_p hasta conseguir el mejor seguimiento de la referencia posible. Esos valores de K_p y T_n son:

$$K_p=1,05 ; T_n=1,8 \cdot 10^{-4}$$

Se representa el diagrama de Bode de las dos funciones de transferencia anteriores con esta K_p y T_n , Figura 41:

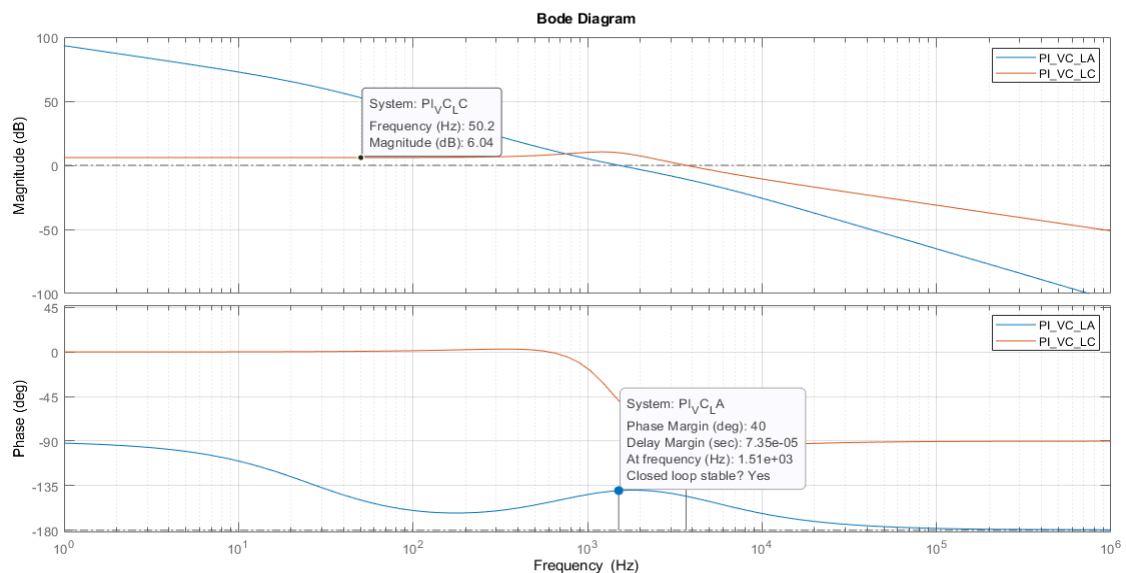


Figura 41: Diagramas de Bode del controlador PI con realimentación V_c y $K_p=1,05$ y $T_n=1,8 \cdot 10^{-4}$

En la Figura 41Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional integral en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → MF=40° y MG>0 dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: No existe perturbación en el lazo. ✓
- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,04 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,04 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,04}{20}} = 2,004 \neq 2$$

Gran seguimiento de la referencia. ✓
- *Fase* $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = 0,02^\circ$

Señal sin desfase. ✓

Estos aspectos analizados se confirman en el análisis temporal de la Figura 42:

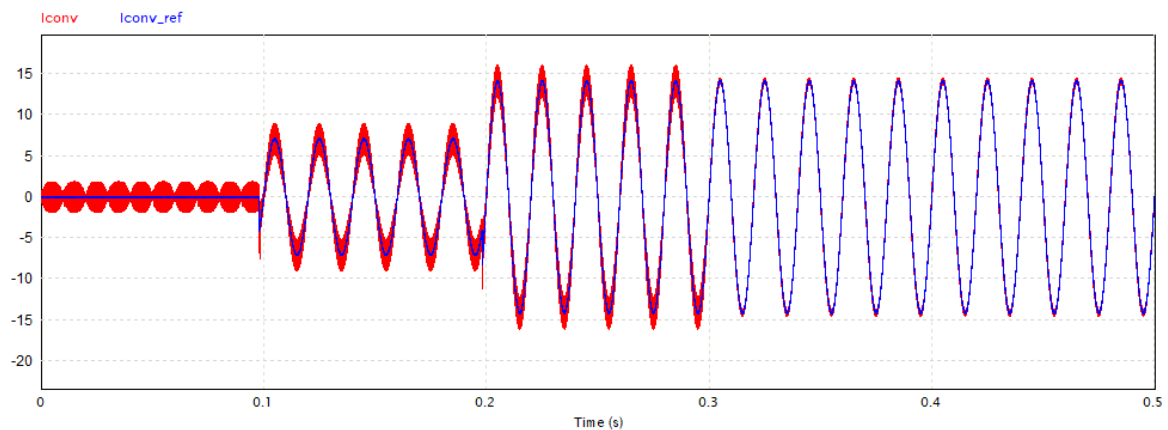


Figura 42: Análisis temporal del controlador PI con realimentación V_c y $K_p=1,05$ y $T_n=1,8 \cdot 10^{-4}$

Como se puede ver en la Figura 42, la perturbación de la tensión de red no existe, por lo que el seguimiento de la referencia es prácticamente perfecto sin desfase.

En definitiva, **el controlador proporcional integral con realimentación de la tensión del condensador es una configuración válida para el control de la corriente del convertidor.**

3.3.3. CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE

El controlador proporcional resonante ya se ha visto que tiene un parámetro de diseño, K_p , con K_r , W_d y W_r fijos e iguales a los valores anteriormente empleados para este controlador.

Las funciones de transferencia a analizar son:

$$PLANTA_{V_c} = \frac{1}{Z_1}$$

$$FT_{LA} = PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_{Vc} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2}}{1 + FT_{LA}}$$

Para encontrar el valor de Kp óptimo se realiza un barrido de Kp hasta dar con el margen de fase requerido (40°). Ese valor de Kp es:

$$K_p = 5,33$$

Se representa el diagrama de Bode de las dos funciones de transferencia anteriores con esta Kp, Figura 43:

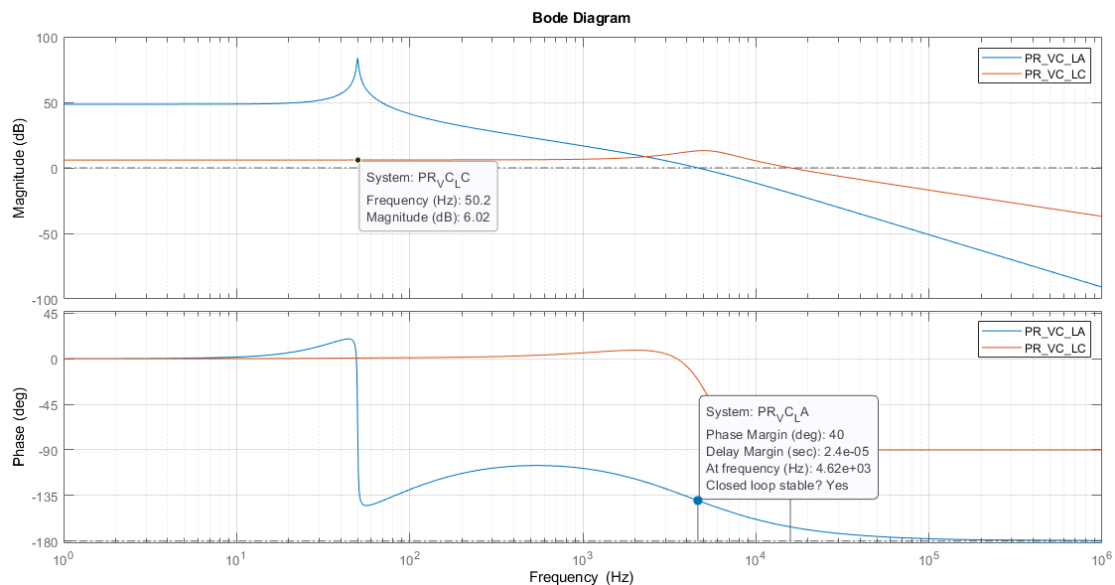


Figura 43: Diagramas de Bode para controlador PR con realimentación Vc y Kp=5,33

En la Figura 43Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional resonante en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja).

En este caso, este controlador no sería necesario puesto que al no haber perturbación a 50 Hz que rechazar no se aprovechan las virtudes de este.

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- Estabilidad → MF=40° y MG>0 dB ✓
- Rechazo de la perturbación: No existe perturbación en el lazo. ✓
- Seguimiento de la referencia: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,02 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,02 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,02}{20}} = 1,999 \neq 2$$

Gran seguimiento de la referencia. ✓

➤ Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = 0,699^\circ$

Señal sin casi desfase. ✓

Estos aspectos analizados se confirman en el análisis temporal de la Figura 44:

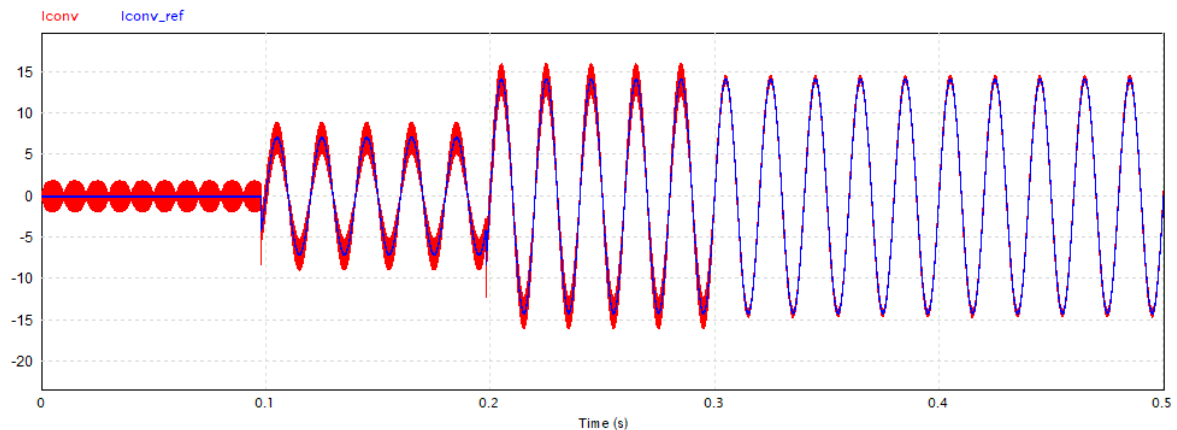


Figura 44: Análisis temporal del controlador PR con realimentación V_c y $K_p=5,33$

Como se puede ver en la Figura 44, la perturbación de la tensión de red no existe, por lo que el seguimiento de la referencia es prácticamente perfecto sin desfase.

En definitiva, **el controlador proporcional resonante con realimentación de la tensión del condensador es una configuración válida para el control de la corriente del convertidor, aunque no sería necesario realmente emplear este controlador puesto que no existe perturbación a 50 Hz.**

3.4. ESTUDIO DEL IMPACTO DE LA DIGITALIZACIÓN

Tras estudiar las distintas configuraciones de controladores con o sin amortiguamiento para controlar la corriente del convertidor, se procede a incluir el efecto de la digitalización para dotarle de una mayor realidad al lazo.

Así pues, esta digitalización viene representada por una función de transferencia como la que se muestra a continuación:

$$FT_D = \frac{1}{1,5T_ms + 1}$$

Esta función de transferencia es una aproximación que consiste en modelizar el retraso de $1,5T_m$ por un primer orden. Esta simplificación aporta una función de transferencia más sencilla pero menos precisa, y resulta válida únicamente para frecuencias inferiores a la frecuencia de muestro entre 20.

En este caso, la frecuencia de muestro es de 20 KHz. Por tanto, esta aproximación solo es válida para frecuencias menores de 1 KHz. En este proyecto normalmente se van a tener frecuencias de corte como mínimo cinco veces mayor que 1 KHz, por lo que es una aproximación bastante mala.

Sin embargo, como todo el diseño va a ser analógico y para facilitar su creación se emplea esta función de transferencia a pesar de que no es del todo precisa.

Una vez clara la ecuación de la digitalización, la función de transferencia en lazo abierto y en lazo cerrado con controlador queda de la siguiente manera:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} + 1} \cdot C \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}$$
$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot C \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}} \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}}{1 + FT_{LA}}$$

La presencia de la digitalización quita fase a la planta inestabilizando los controles.

Se va a analizar el impacto de la digitalización en el sistema en presencia de las siguientes configuraciones de controlador con o sin amortiguamiento:

- Control de corriente de convertidor mediante controlador proporcional resonante.
- Control de corriente de convertidor mediante amortiguamiento pasivo y controlador proporcional integral.
- Control de corriente de convertidor mediante amortiguamiento activo con realimentación de V_c y controlador proporcional.

3.4.1. CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE CONTROLADOR PROPORCIONAL RESONANTE

Se trata de realizar un barrido de la Kp del PR (Kr, Wd, Wr se mantienen con los mismos valores que para el resto de los diseños del trabajo) hasta conseguir un margen de fase de 40º. Dicho valor de Kp es:

$$K_p = 0,077$$

Las funciones de transferencia del sistema en lazo abierto, en lazo cerrado y en lazo cerrado de la perturbación a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2} \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2} \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LC_{PERT}} = \frac{-PLANTA \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \cdot \frac{s^2 + (W_d \cdot (K_r + 1)) \cdot s + W_r^2}{s^2 + W_d \cdot s + W_r^2} \cdot PLANTA \cdot FILTRO \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

Se representan estas FT en el diagrama de Bode que aparece a continuación, Figura 45:

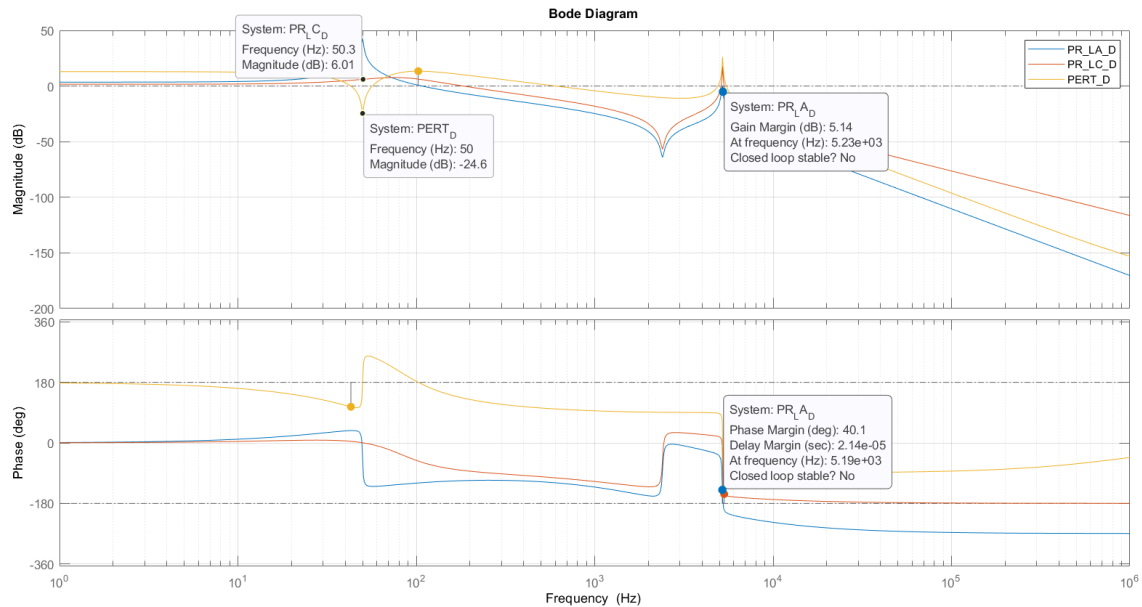


Figura 45: Diagramas de Bode del controlador PR con digitalización sin amortiguamiento y Kp=0,077

En la Figura 45 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional resonante en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → MF=40° y MG>0 dB ✓
- *Rechazo de la perturbación:* $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})| = -24,6 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -24,6 \text{ dB}$$
$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-24,6}{20}} = 0,058$$

Gran rechazo de la perturbación. ✓

- *Seguimiento de la referencia:* $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,01 \text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,01 \text{ dB}$$
$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,01}{20}} = 1,9975 \approx 2$$

Gran seguimiento de la referencia. ✓

- Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = 0,271^\circ$
Fase $FT_{LC_{PERT}}(50 \text{ Hz}) = 185^\circ$

Mínimo desfase de la señal en presencia de la perturbación. ✓

En definitiva, **el controlador proporcional resonante con digitalización se trata de un diseño completamente válido puesto que cumple con todos los requisitos exigidos.**

3.4.2. CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

En cuanto al control de corriente mediante amortiguamiento pasivo, anteriormente se ha visto que se obtenido un buen resultado mediante la utilización de un controlador PI. En este apartado, se ha querido ver el comportamiento que dicho controlador tiene cuando se añade el bloque de digitalización.

Así pues, añadiendo dicho bloque, y modificando los valores de Kp y Tn para hacerlos aptos al diseño actual, se tiene la Figura 46.

Las funciones de transferencia del sistema en lazo abierto, en lazo cerrado y en lazo cerrado de la perturbación a analizar son:

$$FT_{LA} = PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \cdot \frac{1}{1,5T_m s + 1}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_AP \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \cdot \frac{1}{1,5T_m s + 1}}{1 + FT_{LA}}$$

$$FT_{LC_PERT} = \frac{-PLANTA_AP \cdot Z_{CD}}{1 + K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \cdot PLANTA_AP \cdot FILTRO \cdot \frac{1}{1,5T_m s + 1} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{PT}}}$$

$$K_p=1,42 ; T_n= 4,7 \cdot 10^{-4}$$

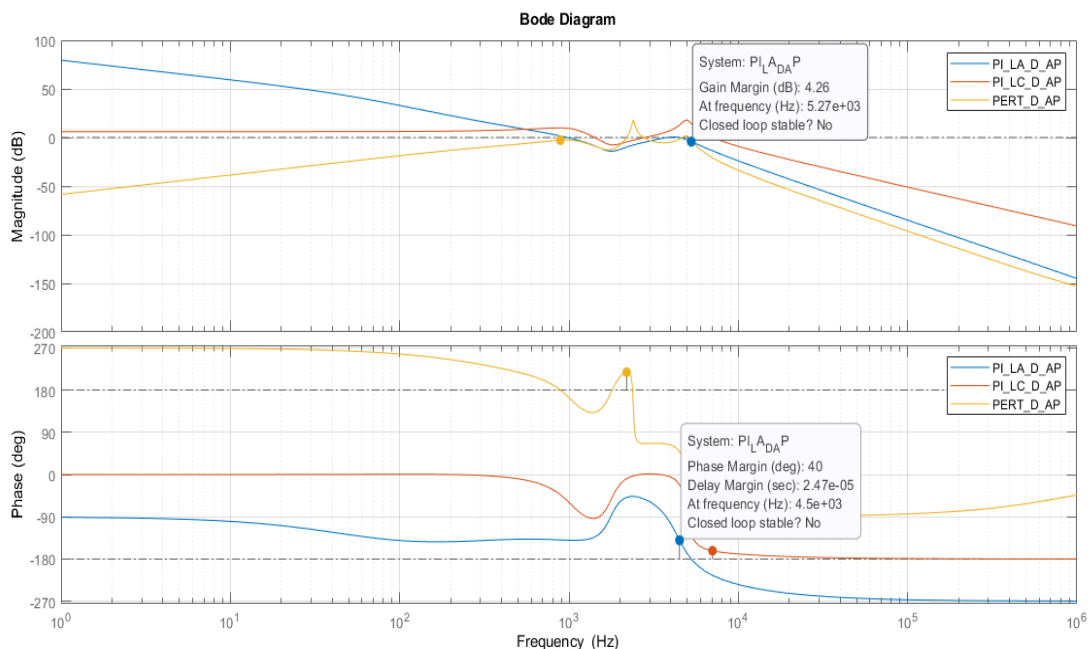


Figura 46: Diagramas de Bode del controlador PI con amortiguamiento pasivo y $K_p=1,42$; $T_n=4,7 \cdot 10^{-4}$

En la Figura 46Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional integral en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja) y perturbación en lazo cerrado (amarilla).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- Estabilidad → $MF=40^\circ$ y $MG>0$ dB ✓
 - Rechazo de la perturbación: $|FT_{PERT}(50 \text{ Hz})|=-24,6$ dB
- $$20 \log(|FT_{PERT}(s)|) = -24,6 \text{ dB}$$

$$|FT_{PERT}(s)| = 10^{\frac{-24,6}{20}} = 0,058$$

Gran rechazo de la perturbación. ✓

➤ Seguimiento de la referencia: $|FT_{LC}(50 \text{ Hz})| = 6,06 \text{ dB}$

$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 6,06 \text{ dB}$$

$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{6,06}{20}} = 2,009 \neq 2$$

Gran seguimiento de la referencia. ✓

➤ Fase $FT_{LC}(50 \text{ Hz}) = 0,376^\circ$

$$\text{Fase } FT_{LC_{PERT}}(50 \text{ Hz}) = 263^\circ$$

Mínimo desfase de la señal en presencia de la perturbación. ✓

El análisis temporal se muestra a continuación en la Figura 47:

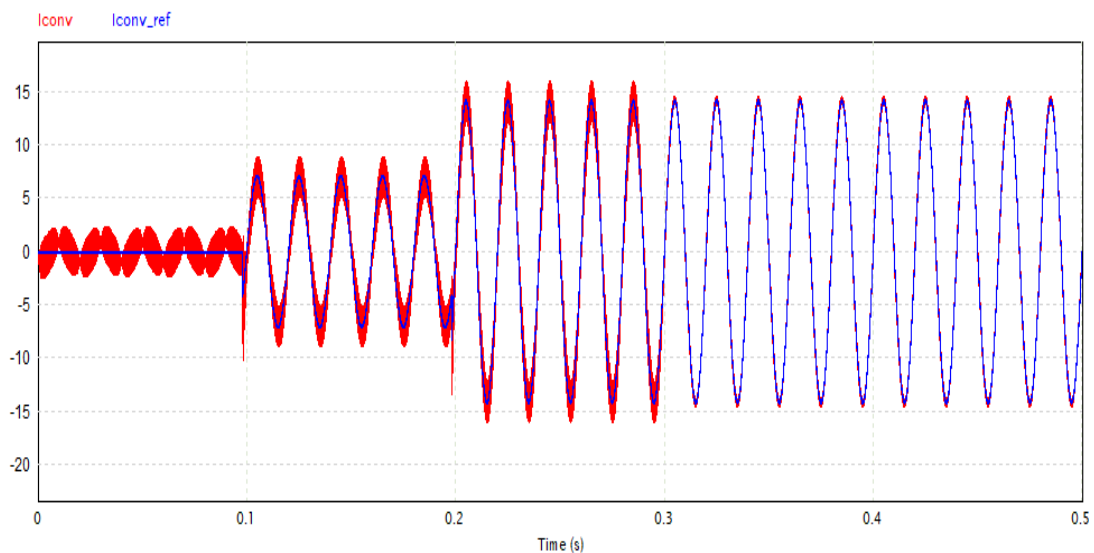


Figura 47: Análisis temporal del controlador PI con amortiguamiento pasivo y $K_p=1,42$; $T_n=4,7 \cdot 10^{-4}$

Como se puede comprobar el seguimiento de la referencia y el rechazo de la perturbación son muy buenos.

En definitiva, **el controlador proporcional integral con amortiguamiento pasivo y con digitalización se trata de un diseño completamente válido puesto que cumple con todos los requisitos exigidos.**

3.4.3. CONTROL DE CORRIENTE DE CONVERTIDOR MEDIANTE REALIMENTACIÓN V_c Y CONTROLADOR PROPORCIONAL

Cuando no se ha incluido la digitalización, la única configuración posible que incluía el controlador proporcional era aquella que tenía amortiguamiento activo con realimentación de la tensión del condensador. Por eso, se procede a estudiar si al añadir la digitalización sigue funcionando correctamente el controlador proporcional con realimentación de V_c .

Ya se ha mencionado antes que cuando se hace realimentación de V_c desaparece la perturbación, por lo que no se estudia su función de transferencia

Las funciones de transferencia del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado a analizar son:

$$PLANTA_{V_c} = \frac{1}{Z_1}$$

$$FT_{LA} = PLANTA_{V_c} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc}s + 1} \cdot K_p \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}$$

$$FT_{LC} = \frac{PLANTA_{V_c} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \cdot K_p \cdot \frac{1}{1,5T_ms + 1}}{1 + FT_{LA}}$$

Para obtener el valor de K_p óptimo se realiza un barrido hasta encontrar aquel que de un margen de fase del sistema de 40° y un margen de ganancia positivo. Ese valor es:

$$K_p=1,27$$

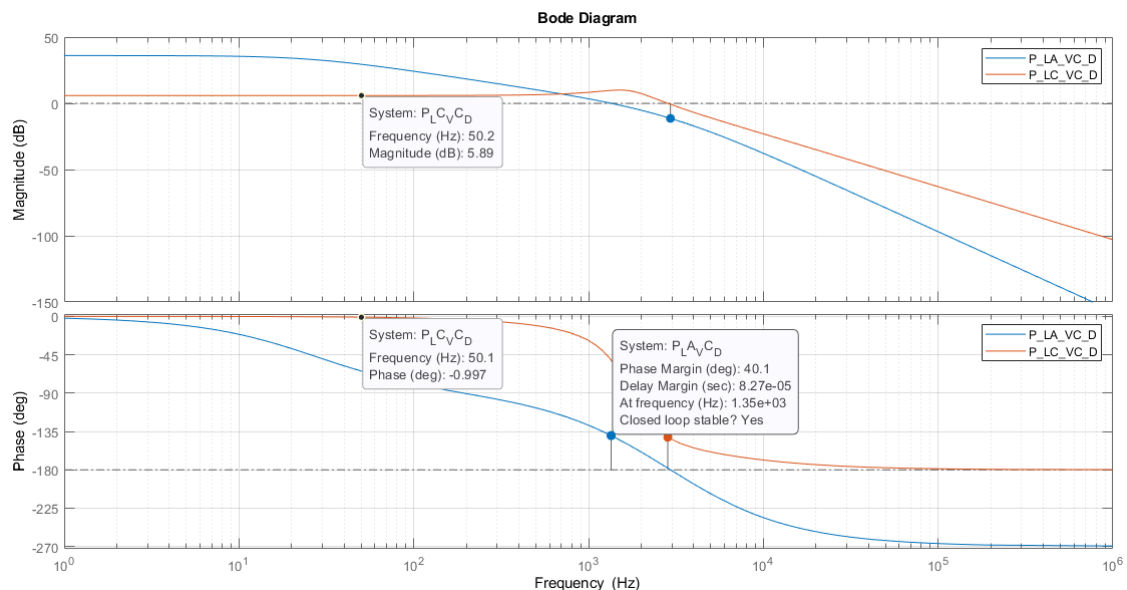


Figura 48: Diagramas de Bode del controlador proporcional con realimentación V_c y digitalización, $K_p=1,27$

En la Figura 48Figura 19 están los diagramas de Bode de las funciones de transferencia con controlador proporcional en lazo abierto (azul), lazo cerrado (naranja).

Se estudian los cuatro aspectos mencionados para un controlador adecuado:

- *Estabilidad* → $MF=40^\circ$ y $MG>0$ dB ✓
- *Rechazo de la perturbación*: No existe perturbación en el lazo. ✓
- *Seguimiento de la referencia*: $|FT_{LC}(50\text{ Hz})| = 5,89\text{ dB}$
$$20 \log(|FT_{LC}(s)|) = 5,89\text{ dB}$$
$$|FT_{LC}(s)| = 10^{\frac{5,89}{20}} = 1,975 \neq 2$$

Buen seguimiento de la referencia. ✓
- *Fase* $FT_{LC}(50\text{ Hz}) = -0,997^\circ$

Mínimo desfase de la señal en presencia de la perturbación. ✓

El análisis temporal se muestra a continuación en la Figura 49:

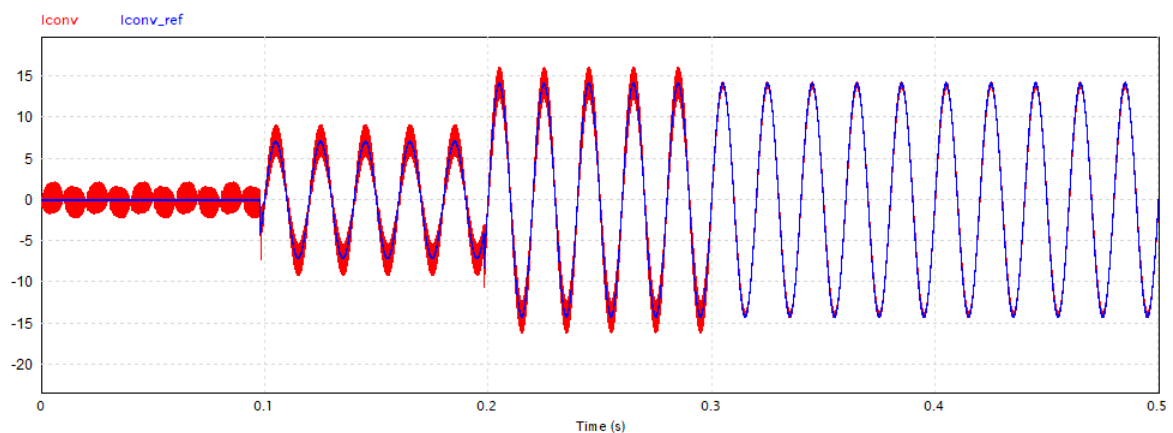


Figura 49: Análisis temporal del controlador P con realimentación V_c y digitalización, $K_p=1,27$

Como se puede comprobar el seguimiento de la referencia al no existir perturbación es muy bueno.

En definitiva, **el controlador proporcional con realimentación V_c y con digitalización se trata de un diseño completamente válido puesto que cumple con todos los requisitos exigidos.**

3.5. RESUMEN Y ELECCIÓN DE LAS DIFERENTES OPCIONES ESTUDIADAS

Una vez analizadas las diferentes opciones a implementar, se han querido resumir las características de cada una de estas opciones en diferentes tablas para hacer una mejor comparativa de todas ellas. Así, en las tablas se mostrarán los parámetros de los controladores (k_p , T_n , K_{rf}), las características del control (frecuencia de corte y margen de fase) y el módulo y la fase que introduce dicho control a la variable a controlar.

Así pues, en lo referente a seguimiento de la referencia sin perturbación, el módulo más apropiado es aquel que se acerque a 2 y la fase aquella que se asemeje a 0° .

En cuanto al rechazo de la perturbación, el módulo más adecuado es aquel que se asemeja a 0 y la fase aquella que es o 0° o 180° .

En primer lugar, se ha querido observar la respuesta de cada una de ellas (con y sin digitalización) en cuanto a seguimiento de referencia se refiere (en ausencia de la perturbación). Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 1.

SEGUIMIENTO DE LA REFERENCIA:		P					PI						PR					
		k_p	f_c	MF	Módulo	Fase	k_p	T_n	f_c	MF	Módulo	Fase	k_p	K_{rf}	f_c	MF	Módulo	Fase
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.35	5580	40	1.732	-6.55	0.19	0.00036	5400	40	2.051	-1.2	0.3	125	5520	40	2	0.58
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	2.11	7190	40	1.952	-0.65	1.31	0.00014	1140	40	2.004	0.62	2.04	125	7090	40	2	0.69
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO V_c	5.69	4820	40	1.993	-1	1.05	0.00018	1510	40	2.004	0.02	5.33	125	4620	40	2	0.7
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.077	125	5190	40	1.99	0.27
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	1.32	0.00046	4500	40	2.01	0.38	-	-	-	-	-	-
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO V_c	1.27	1350	40	1.97	-1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1

Tabla 1: Resumen de la respuesta de seguimiento de la referencia de todos los controles analizados

Viendo la tabla anterior, cuando no existe digitalización, sin amortiguamiento los controladores válidos son el PI y el PR, para el caso con amortiguamiento pasivo los controladores PI y PR y para el caso de amortiguamiento activo V_c los controladores P, PI y PR.

Por otro lado, cuando existe digitalización, sin amortiguamiento el controlador PR es válido, con amortiguamiento pasivo el controlador PI es válido y con amortiguamiento activo V_c el controlador P es válido.

En segundo lugar, se ha hecho la misma comparativa, pero esta vez comparando el rechazo de la perturbación de cada una de las opciones. En este caso, se quiere un módulo lo más cercano a 0V posible, mientras que, en cuanto a la fase, interesa más tenerlo en 0º o en 180º (de esta forma no perturbará la fase de la respuesta del seguimiento de la referencia). Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 2.

RECHAZO DE LA PERTURBACIÓN:		P					PI						PR					
		kp	fc	MF	Módulo	Fase	kp	Tn	fc	MF	Módulo	Fase	kp	Krf	fc	MF	Módulo	Fase
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.35	5580	40	21.21	173	0.19	0.00036	5400	40	5.23	262	0.3	125	5520	40	0.23	178
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	2.11	7190	40	3.99	179	1.31	0.00014	1140	40	0.29	268	2.04	125	7090	40	0.03	176
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO Vc	5.69	4820	40	-	-	1.05	0.00018	1510	40	-	-	5.33	125	4620	40	-	-
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.077	125	5190	40	0.058	185
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	1.32	0.00046	4500	40	0.058	263	-	-	-	-	-	-
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO Vc	1.27	1350	40	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 2: Resumen de la respuesta de rechazo de la perturbación de todos los controles analizados

En cuanto al rechazo de la perturbación sin digitalización, sin amortiguamiento el PR es el más adecuado, con amortiguamiento pasivo el PI y el PR son los más adecuados y con amortiguamiento activo Vc, el P, PI y PR son los tres adecuados.

En cuanto al rechazo de la perturbación con digitalización, los tres casos analizados son adecuados.

Por último, debido a que en la realidad se tiene un sistema en el que el control debe actuar en presencia de dicha perturbación, se ha querido analizar la respuesta del sistema, suponiendo una referencia de corriente a seguir de 14.14 A eficaces, y una tensión de red de 15 V eficaces. En este caso, además, se ha analizado el porcentaje de seguimiento en módulo respecto de la corriente de referencia. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.

REFERENCIA + PERTURBACIÓN:		P						PI							PR						
		kp	fc	MF	Módulo	Fase	Seg.	kp	Tn	fc	MF	Módulo	Fase	Seg.	kp	Krf	fc	MF	Módulo	Fase	Seg.
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.35	5580	40	8.96	-7.61	63.36	0.19	0.00036	5400	40	14.82	-22	105	0.3	125	5520	40	13.91	0.62	98.3
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	2.11	7190	40	9.81	-0.51	69.36	1.31	0.00014	1140	40	14.16	-0.6	100	2.04	125	7090	40	14.11	0.7	99.8
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO Vc	5.69	4820	40	14.09	- 1	99.65	1.05	0.00018	1510	40	14.17	0.02	100	5.33	125	4620	40	14.11	0.7	99.8
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.077	125	5190	40	14.13	0.27	99.9
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	-	1.32	0.00046	4500	40	14.12	-3.41	99.8	-	-	-	-	-	-	-
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO Vc	1.27	1350	40	13.93	- 1	98.5	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 3: Combinación de las respuestas de seguimiento de la referencia y rechazo de la perturbación

Esta es la tabla que definitivamente marca cuales son las configuraciones más adecuadas. Cuando no hay digitalización, sin amortiguamiento el PR es el mejor, con amortiguamiento pasivo tanto el PI como el PR son los mejores y con amortiguamiento activo Vc tanto el P, como el PI y el PR son válidos.

4. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

En este capítulo se recopilan una serie de capturas extraídas del osciloscopio del laboratorio con las diferentes comprobaciones del funcionamiento de los circuitos encargados de la modulación.

4.1. TRIANGULAR Y COMPARACIÓN UNIPOLAR

A continuación, en la Figura 50 se muestra una captura en la que sale representada la señal triangular, la señal de control y el funcionamiento del comparador unipolar.

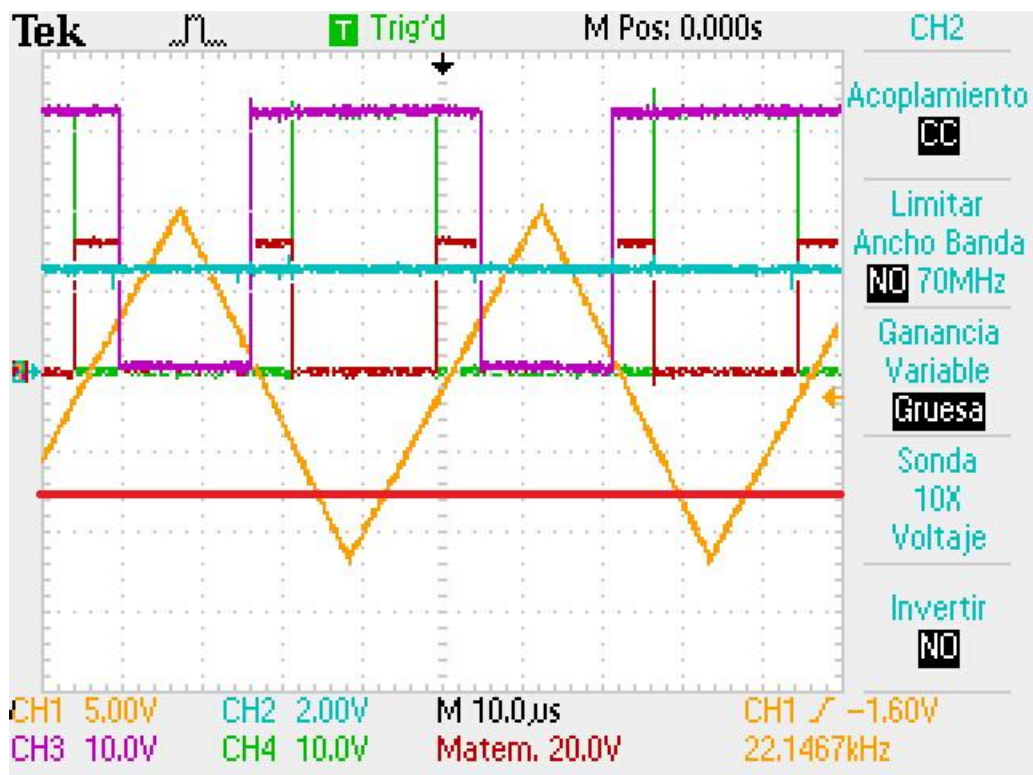


Figura 50: Señal triangular, señal de control y comparador unipolar

La señal amarilla es la triangular, la azul es la de control, la roja es la de control negada y la verde y morada las salidas del comparador.

Se puede comprobar que cuando la señal triangular (amarilla) es menor que la tensión de control negada (roja), la señal verde está en alto y cuando la señal triangular (amarilla) es mayor que la señal de control negada (roja) la señal verde está en bajo.

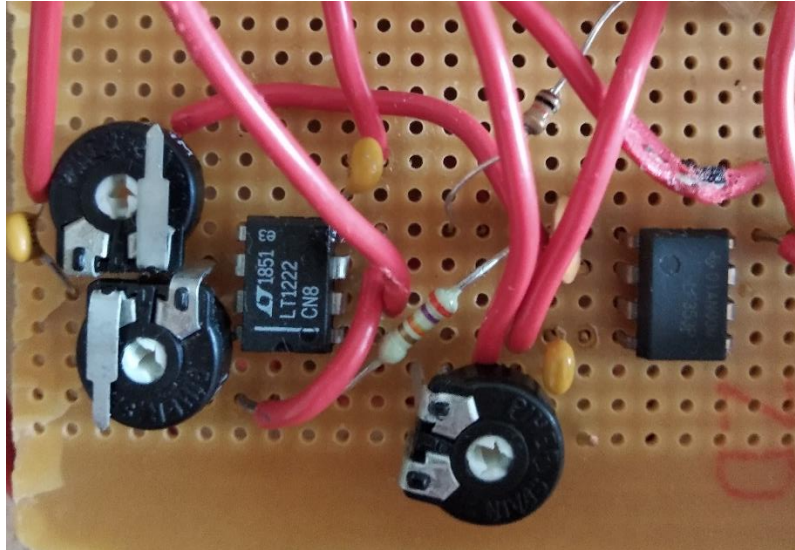


Figura 51: Circuito generador de señal triangular

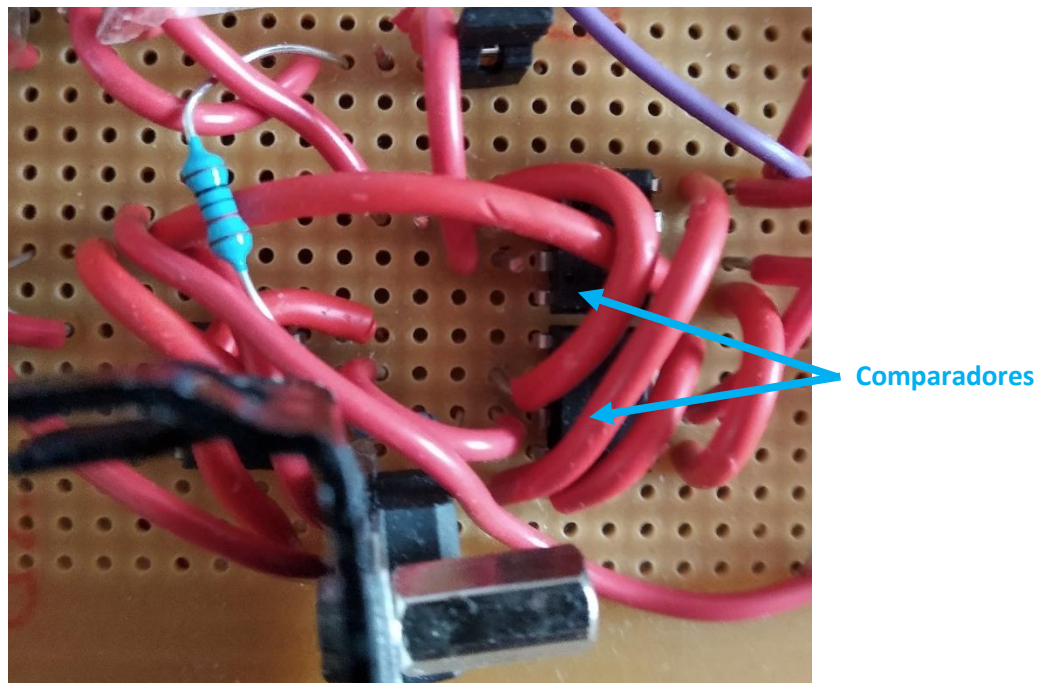


Figura 52: circuito comparador unipolar

4.2. TIEMPOS MUERTOS

El circuito de tiempos muertos empleado consta de tal como se muestra en el apartado 2.4.

Circuito tiempos muertos puertas lógicas, más concretamente puertas AND de tres entradas.

En el montaje de este circuito se ha empleado el siguiente tipo de puerta AND:

	SN54LS11			SN74LS11			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage			0.7			0.8	V

Figura 53: Tensiones de operación del integrado SN74LS11, puerta AND circuito tiempos muertos

En la Figura 53 se muestran las características eléctricas de la puerta AND empleada. Como se puede ver para el nivel bajo, la puerta detecta como cero toda aquella tensión menor de 0,8V (hasta 0V) y para el nivel alto, la puerta detecta como uno toda aquella tensión superior a 2V (hasta 5V). Esto genera una desigualdad de tensión entre ambos niveles (no ocupan la misma cantidad de tensión), que en la práctica del circuito de tiempos muertos provocan un tiempo muerto asimétrico. Lo ideal sería que el nivel bajo llegase hasta 2,5V (desde 0V) y que el nivel alto empezase desde esos mismos 2,5V (hasta 5V), pero esto es algo que en la práctica ninguna puerta lógica lo logra.

En la Figura 54 se muestra el tiempo muerto que ocurre cuando se apaga T1 y se enciende T2. Las formas de onda representadas en función del color son, amarilla tensión de control (>0V y i>0A), azul tensión de puerta-fuente de T2, morada tensión de drenador-fuente de T1 y verde tensión de puerta-fuente de T1.

Uno de los aspectos que verifican que el funcionamiento del tiempo muerto es el correcto es el hecho de que la tensión drenador-fuente de T1 (morada) tiene que subir antes que la tensión de puerta-fuente de T2 (azul) para que el tiempo muerto sea efectivo.

El otro aspecto es la duración del tiempo muerto. Se suele indicar como correcto 400 ns de duración, en este caso, la duración es de 464 ns.

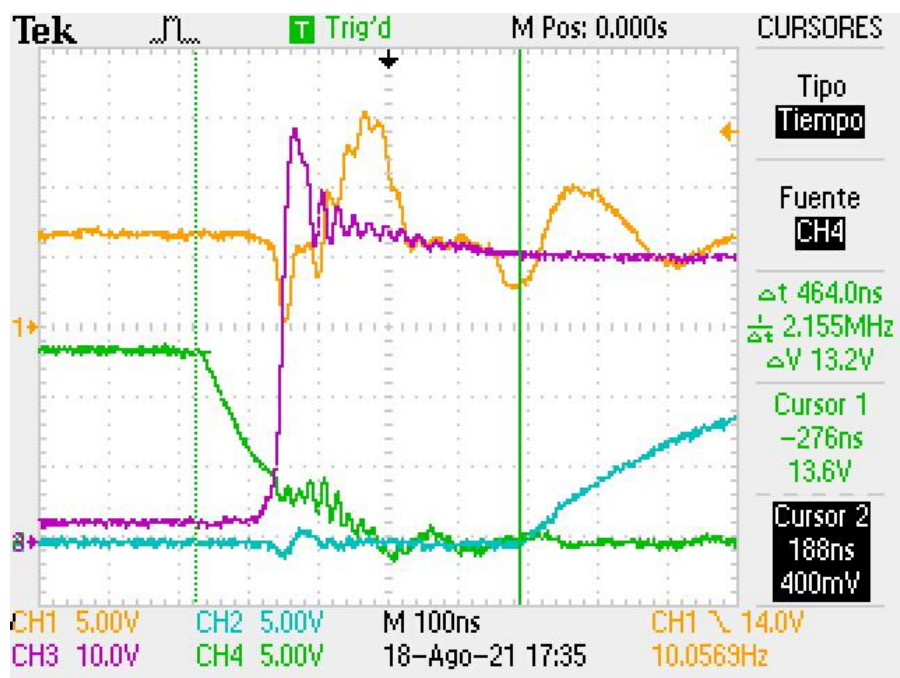


Figura 54: Tiempo muerto, apagado de T1 y encendido de T2

En la Figura 55 se muestra el tiempo muerto que ocurre cuando se apaga T2 y se enciende T1. Las formas de onda representadas en función del color son, amarilla tensión de control (<0V y $i < 0A$), azul tensión de puerta-fuente de T2, morada tensión de drenador-fuente de T2 y verde tensión de puerta-fuente de T1.

Uno de los aspectos que verifican que el funcionamiento del tiempo muerto es el correcto es el hecho de que la tensión drenador-fuente de T2 (morada) tiene que subir antes que la tensión de puerta-fuente de T1 (verde) para que el tiempo muerto sea efectivo.

El otro aspecto es la duración del tiempo muerto. Se suele indicar como correcto 400 ns de duración, en este caso, la duración es de 1 μs .

Como ya se ha indicado al inicio de este apartado, la duración de los tiempos muertos complementarios no va a ser simétrico por la puerta lógica utilizada. En estas dos capturas (Figura 54 y Figura 55) se comprueba este suceso.

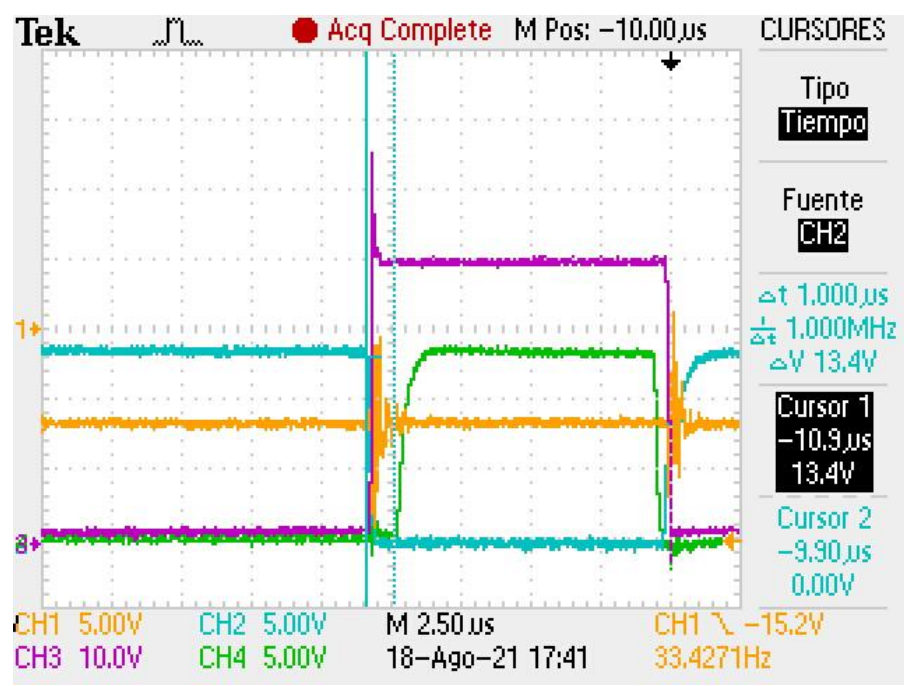


Figura 55: Tiempo muerto, apagado de T2 y encendido de T1

Por último, se muestra una foto del montaje del circuito de tiempos muertos, Figura 56:

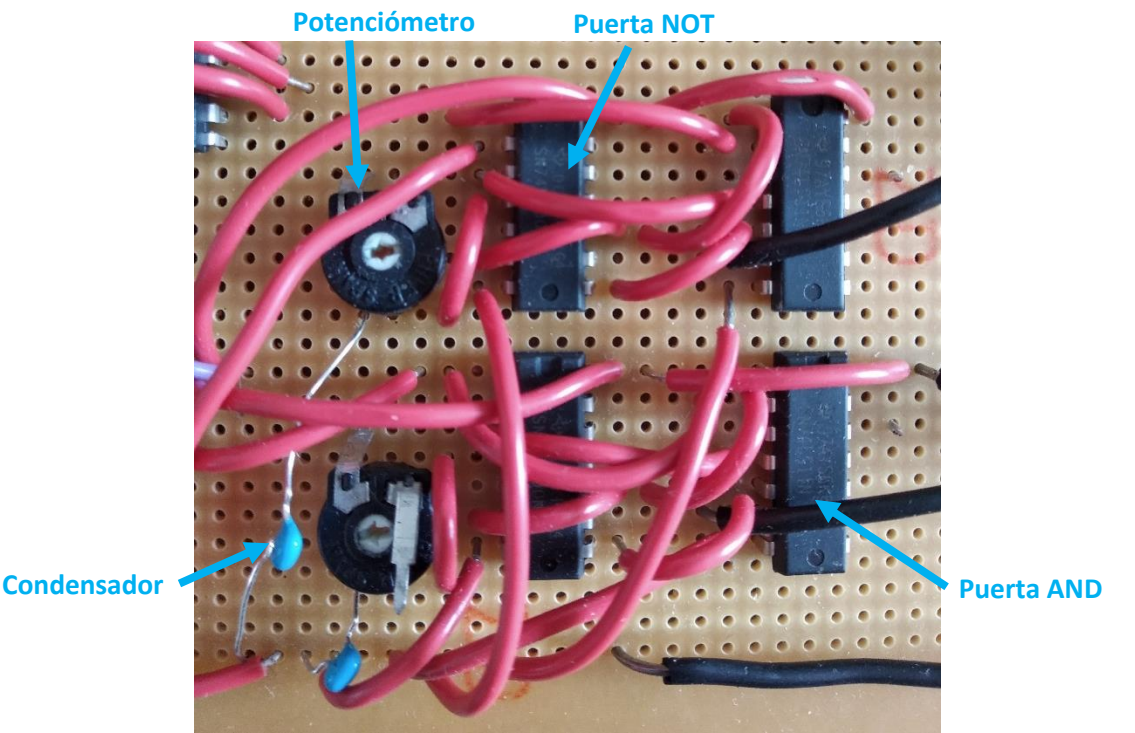


Figura 56: Foto montaje circuito tiempos muertos

4.3. TENSIÓN V_{ab} SALIDA PUENTE INVERSOR

En la Figura 57 se muestran las conmutaciones que se generan a la salida del puente del inversor con una tensión de 30V en vacío.

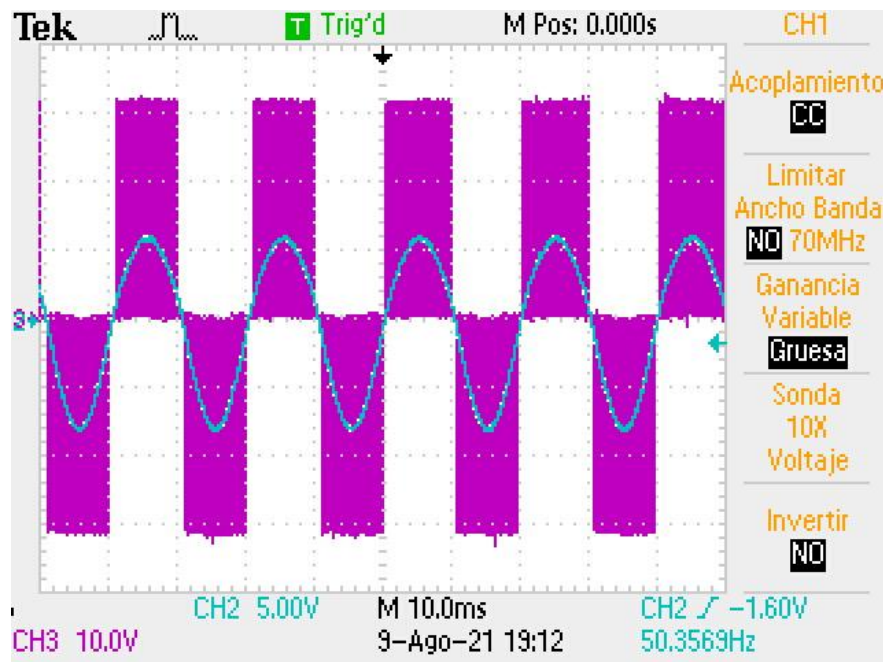


Figura 57: Tensión de salida V_{ab} y tensión de control

La señal azul es la tensión de control y la señal morada son las conmutaciones del puente antes del filtro LCL.

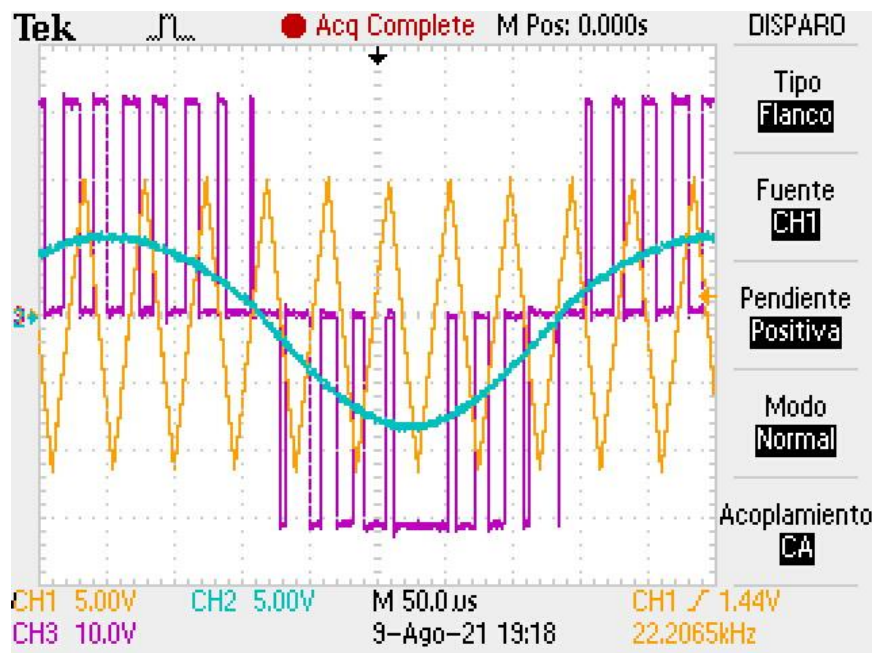


Figura 58: Tensión de salida V_{ab} y tensión de control (ampliada)

5. DISEÑO PCB

A continuación, se muestran algunas imágenes del diseño de la placa PCB del circuito de modulación diseñado. Se trata de un diseño a dos capas, TOP y BOTTOM y con la mayoría de los componentes de montajes superficial, SMD. Las dimensiones de la placa son de 10x9 cm.

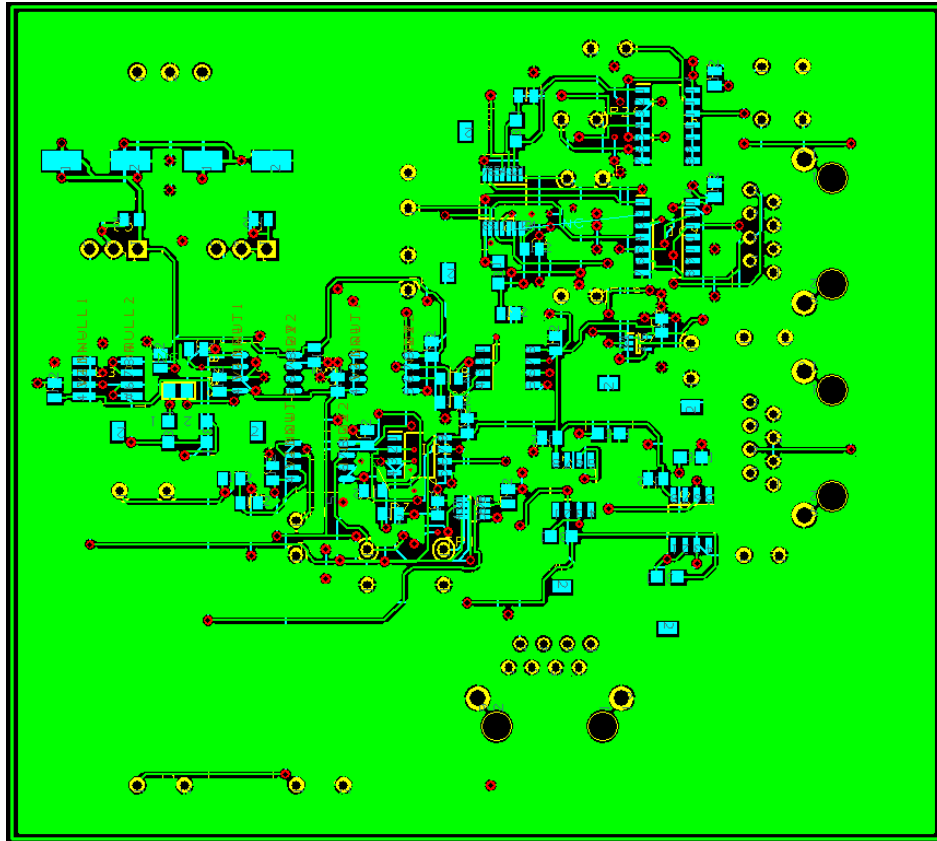


Figura 59: Diseño PCB circuito de modulación

En la Figura 59, además de los componentes SMD de los distintos circuitos, se ve el plano de masa que está situado en la capa TOP.

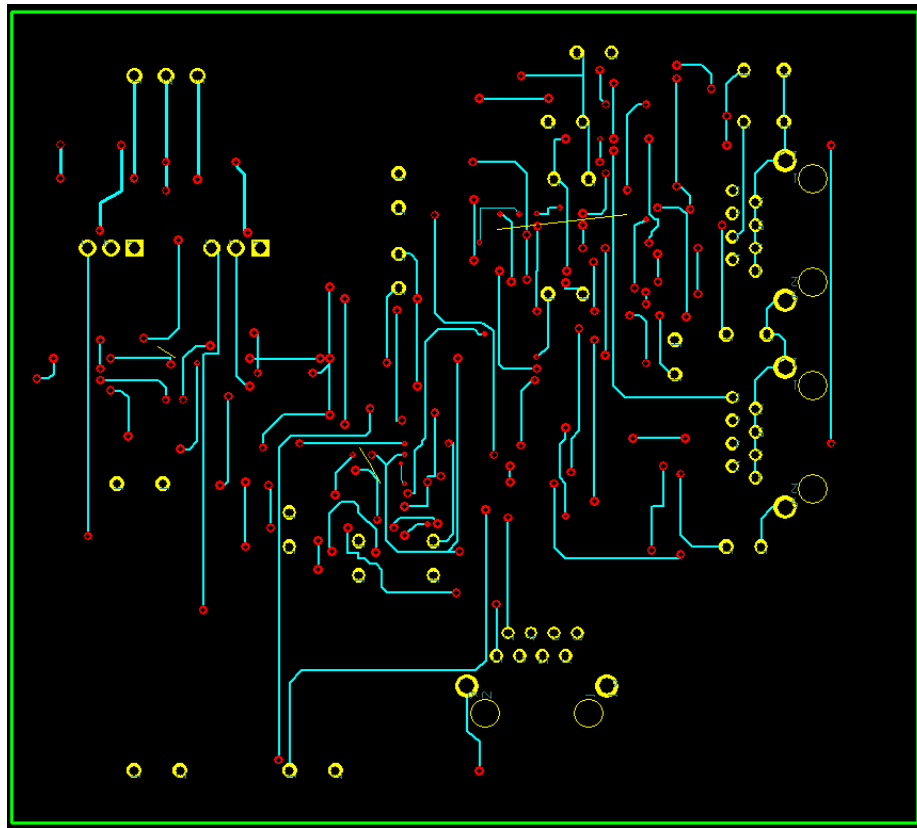


Figura 60: Conexiones placa PCB de la capa bottom

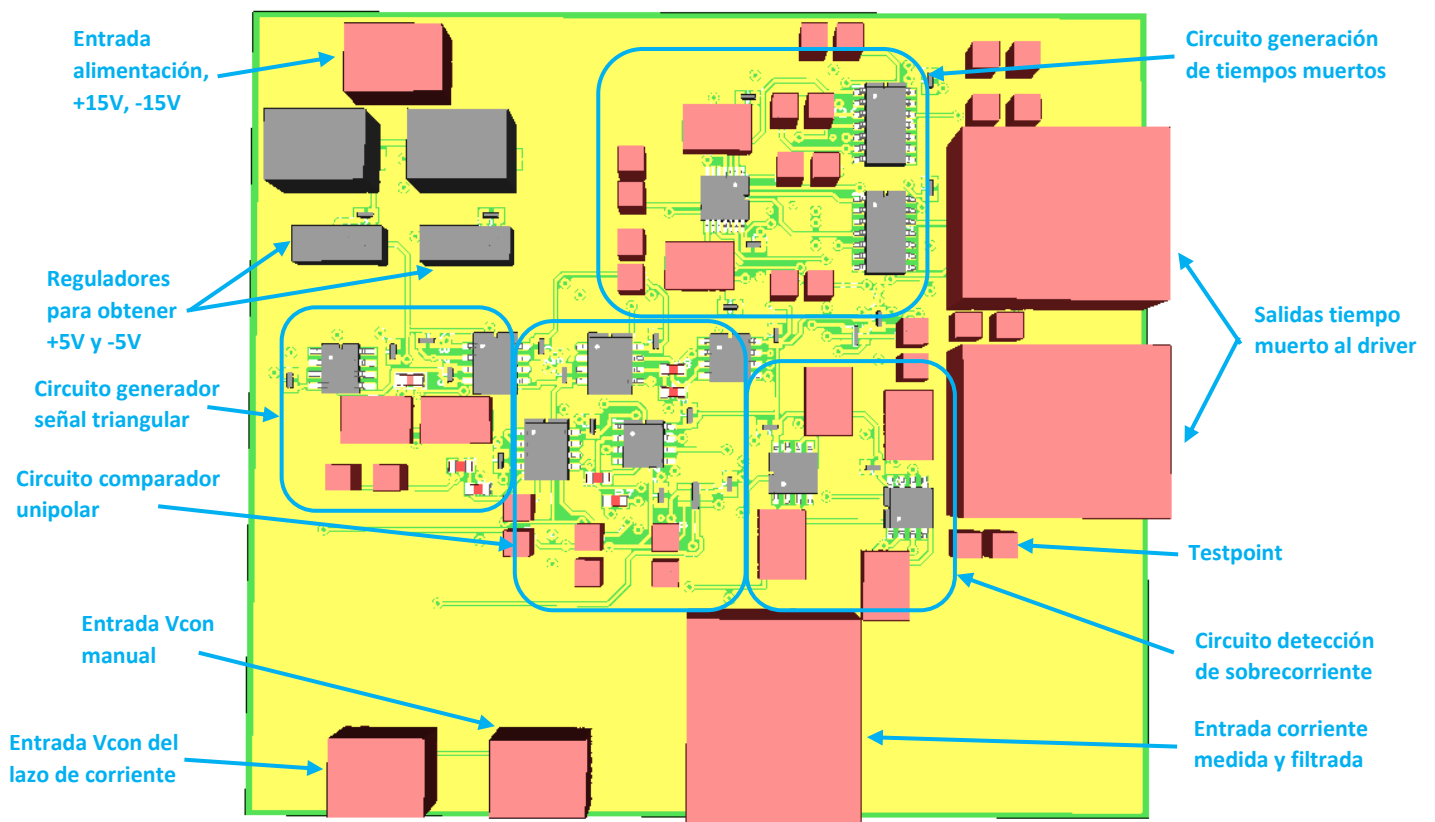


Figura 61: Diseño 3D de la placa PCB del circuito de modulación

6. PRESUPUESTO

Para la realización del circuito de modulación planteado se han necesitado los componentes descritos en la Tabla 4. El precio es en euros y tiene ya incluido el IVA correspondiente. Las tiendas empleadas para comprar los componentes son RS y Digikey

Component	Package	Part Number	Qty	RS Price	Digikey Price	Ref Name	Description	Mfr. Part No.
74AHCT1G08SE-7	SOT65P210X110-5N	1658856	1	0,045	-	U7	DiodesZetex 74AHCT1G08SE-7, AND 2 Input AND Schmitt Trigger, 4.5 5.5 V, 5-Pin SOT-353	74AHCT1G08SE-7
3314G-1-104E	3314G1104E	314G-104ETR-ND	8	-	0,88606	VR1-8	100k SMD Trimmer Potentiometer 0.25W Top Adjust Bourns 3314 Series	3314G-1-104E
5002	5002	4091937 (descatalogado) 262-2040 (nuevo)	30	0,272	-	TP1-30	KEYSTONE - 5002 - TEST POINT CONNECTOR	5002
08051A331JAT2A	CAPC2012X94N	1351306	1	0,046	-	C26	0805 C0G ceramic capacitor,330pF 100V AVX 0805 Standard 330pF Ceramic Multilayer Capacitor, 100 V dc, +125degC, C0G Dielectric, +/-5% SMD	08051A331JAT2A
282837-2	2828372	7100100P	2	0,422	-	J1, J3	Fixed Terminal Blocks 5.08MM PCB MOUNT 2P	282837-2
1546551-3	15465513	A112369-ND	1	-	1,48	J2	Fixed Terminal Blocks 3P,STRAIGHT SIDE ENTRY,3.5MM	1546551-3
8046528	RESC2012X60N	804-6528	6	0,002	-	R4-9	RS Pro Thick Film Surface Mount Resistor 0805 Case 10k +/-1% 0.125W +/-100ppm/C	8046528
C0805C104K5RACAUTO	CAPC2012X88N	399-6928-2-ND	20	-	0,02854	C25, C27-45	KEMET 100nF Multilayer Ceramic Capacitor MLCC 50V dc +/-10% X7R Dielectric 0805 (2012M) SMD, Max. Temp. +125C	C0805C104K5RACAUTO
CD74HCT11M96	SOIC127P600X175-14N	96-9249-2-ND	2	-	0,14096	IC6, IC9	High Speed CMOS Logic Triple 3-Input AND Gates	CD74HCT11M96
EEE-FK1V101P	CAPAE830X1050N	PCE3835TR-ND	2	-	0,25344	C3-4	Aluminum Electrolytic Capacitors - SMD 100uF 35V	EEE-FK1V101P
GRM2165C1H392JA01D	CAPC2012X70N	1694181	2	0,044	-	C1-2	Murata 0805 GRM 3.9nF Ceramic Multilayer Capacitor, 50 V dc, +125C, C0G Dielectric, +/-5% SMD	GRM2165C1H392JA01D
L7805CV	TO255P460X1020X2008-3P	2988514 (descatalogado) 918-1971 (nuevo)	1	0,561	-	IC1	Linear voltage regulator,L7805CV 5V 1.5A STMicroelectronics L7805CV, Single Linear Voltage Regulator, 1.5A 5 V, 3-Pin TO-220	L7805CV
L7905CV	TO270P460X1020X2008-3P	97-1472-5-ND	1	-	0,55	IC10	L7905CV, Voltage Regulator, Negative 1.5A -5 V, 3-Pin TO-220	L7905CV
LF353D8	SO8NB	296-14587-2-ND	3	-	0,13354	U1, U4-5		LF353D8
LT1222CS8	SOIC8	LT1222CS8#PBF-ND	1	-	9,26	U3	OP AMP	
R 0.1W SMTF 27K	SM0805	666-2632	1	0,295	-	R3	Thick Film Surface Mount Resistor	
SS-6488S-A-NF	SS6488SANF	380-1024-ND	3	-	1,48	J7-9	Modular Connectors / Ethernet Connectors RJ45 Connector	SS-6488S-A-NF
TC74ACT04FTL	SOP65P640X120-14N	TC74ACT04FTLTR-ND	1	-	0,12678	IC5	Inverters CMOS Logic IC 4.6ns 24mA 4.5 to 5.5V	TC74ACT04FTL
TL712CD	SOIC127P600X175-8N	7321004P	4	1,866	-	IC2-3, IC7-8	Texas Instruments TL712CD Comparator, Push-Pull O/P, 0.025us 5 V 8-Pin SOIC	TL712CD
TS12A12511DCNR	SOT65P280X145-8N	296-27523-2-ND	1	-	1,03274	IC4	Texas Instruments TS12A12511DCNR, Multiplexer Switch IC Single SPDT, 2.7 12 V, 8-Pin SOT-23	TS12A12511DCNR
Totals			91	3,553	15,372			
			Total	18,925				

Tabla 4: Presupuesto componentes circuito modulación

7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este TFM se ha diseñado teórica y experimentalmente los circuitos encargados de la modulación de un inversor monofásico de 200 W, validando en la práctica el correcto funcionamiento de la modulación.

Además de la modulación, se han estudiado y diseñado las diferentes configuraciones entre los distintos controladores existentes y el amortiguamiento pasivo o activo si hiciese falta, recopilando en una tabla aquellas que en definitiva son las más adecuadas para el control de la corriente del convertidor.

Por último, se ha validado experimentalmente todo el circuito de modulación del inversor soldado sobre una placa de pruebas, solucionando o mejorando todos los posibles fallos que pudiese albergar tras el diseño teórico.

Como conclusión, se trata de un trabajo que ha servido para adentrarse en profundidad en todo lo referente al diseño de controladores familiarizándose con el manejo de diagramas de Bode y análisis temporal. Por otra parte, también ha tenido una alta dosis de montaje experimental y electrónica en toda la circuitería del esquema de la modulación.

Las posibles líneas futuras, serían realizar todo el montaje de los lazos de control de la corriente del convertidor y de red ya diseñados teóricamente y verificar su funcionamiento en la práctica. Ya por último quedaría, una vez todo el control funciona correctamente, conectar al sistema el panel fotovoltaico de 200W a su entrada y la red a su salida.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Luyan Mei, David Williams and Wilson Eberle, "A predictive analog dead-time control circuit for a buck converter," IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) 5-8 May 2013, doi: 10.1109/CCECE.2013.6567695.
- [2] Herber Ramírez, J, "Inversor elevador mono-etapa," Tesis maestría. La Puebla 2006.
- [3] Josu Barrado Guezala, "Diseño y montaje del lazo de control de corriente AC para un convertidor fotovoltaico de 200W con filtro LCL de salida," UPNA 2020.
- [4] Borja Ororbia Payan, "Diseño y montaje de una instalación fotovoltaica de 200W con convertidor multifuncional," UPNA 2018.
- [5] Juan Luis Agorreta Malumbres, "Modelado y control de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo a la red," Tesis doctoral, UPNA 2011.

9. ANEXOS

9.1. CÓDIGO DE MATLAB

```
clc

clear

close all

s=tf('s');

%DEFINICION DE VARIABLES

Vdc = 35;          % Se utiliza un valor medio

Vpt = 10;          % Señal de pico triangular

L1 = 60e-6;        % Bobina de salida

R1 = 0.01;         % Resistencia parasita de la bobina de salida

L2 = 220e-6;       % Bobina del trafo -> Cte

R2 = 0.08;         % Resistencia parasita de la bobina del trafo

C = 20e-6;         % Condensador de salida

R = 0.0084;        % Resistencia parasita del conensador de salida

R_ = 0.5;

Z1=(R1+L1*s);

Z2=(R2+L2*s);

Z3=(R+1/(C*s));

ZAB=Z3/(Z3+Z2);

% AMORTIGUAMIENTO PASIVO

C31=C;

C32=C;

R=2.6;

Z3R=(R*C32*s+1)/((C31+C32)*s*(R*((C31*C32)/(C31+C32))*s+1));

%DEFINIMOS FUNCIÓN DE SENSADO Y FILTRO

fcsc=4000;         %Frecuencia de corte del sensor de corriente

Ksc=0.5;           %Ganancia del sensor de corriente

tsc=1/(2*pi*fcsc);
```


DISEÑO, MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTES DE RED Y DE CONVERTIDOR DE UN INVERSOR FV DE CONEXIÓN A RED CON FILTRO LCL.

$F_c = K_{sc}/(1 + t_{sc} \cdot s)$; %Función de transferencia del sensor de corriente

% %DEFINIMOS FUNCION DE DIGITALIZACION

$f_m = 20e3$;

$T_m = 1/f_m$;

$FT_{digi} = 1/(1.5 \cdot T_m \cdot s + 1)$;

%PARAMETROS PARA GRAFICAR FUNCIONES EN BODE

opts = bodeoptions('cstprefs'); %Para definir las opciones

opts.FreqUnits = 'Hz'; %Frecuencia en Hercios

opts.Xlim=[1,1e6]; %Limites del eje X

%opts.Ylim=[-100,50]; %Limites del eje Y

opts.Grid='on';

PhaseWrapping = 'off'; %Correccion de fase off

%%%

%%% PLANTA %%

%%%

$IL1V12 = (Z2 + Z3)/(Z1 \cdot (Z2 + Z3) + Z2 \cdot Z3)$;

$PLANTA_SC = IL1V12 \cdot V_{dc}/V_{pt} \cdot F_c$;

$IL1V12_AP = (Z2 + Z3R)/(Z1 \cdot (Z2 + Z3R) + Z2 \cdot Z3R)$;

$PLANTA_SC_AP = IL1V12_AP \cdot V_{dc}/V_{pt}$;

$PERT = -(IL1V12 \cdot ZAB)/(1 + IL1V12 \cdot F_c \cdot (V_{dc}/V_{pt}))$;

% figure

% hold on

% bode(PLANTA_SC,opts)

% bode(PERT,opts)

% bode(PLANTA_SC_AP,opts)

%%%

%%%

DISEÑO, MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTES DE RED Y DE CONVERTIDOR DE UN INVERSOR FV DE CONEXIÓN A RED CON FILTRO LCL.

CONTROLADORES

P

Kp=1.27;

Kp1=1.47;

P=Kp;

P1=Kp1;

P_LA=IL1V12*Vdc/Vpt*P*Fc; % Proporcional en lazo abierto sin digit ni amortiguamiento

PLANTA_P_LC=IL1V12*Vdc/Vpt*P;

P_LC=PLANTA_P_LC/(1+PLANTA_P_LC*Fc); % Proporcional en lazo cerrado sin digit ni amortiguamiento

P_LA_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*P1*Fc; % Proporcional en lazo abierto sin digit con amortiguamiento

PLANTA_P_LC_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*P1;

P_LC_AP=PLANTA_P_LC_AP/(1+PLANTA_P_LC_AP*Fc); % Proporcional en lazo cerrado sin digit con amortiguamiento

P_LA_D=IL1V12*Vdc/Vpt*P*Fc*FTdigi; % Proporcional en lazo abierto con digit sin amortiguamiento

P_LA_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*P1*Fc*FTdigi;

PLANTA_P_LC_D=IL1V12*Vdc/Vpt*P*FTdigi;

PLANTA_P_LC_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*P1*FTdigi;

P_LC_D=PLANTA_P_LC_D/(1+PLANTA_P_LC_D*Fc); % Proporcional en lazo cerrado con digit sin amortiguamiento

P_LC_D_AP=PLANTA_P_LC_D_AP/(1+PLANTA_P_LC_D_AP*Fc);

PERT=-(IL1V12*ZAB)/(1+P*IL1V12*Fc*(Vdc/Vpt));

PERT_AP=-(IL1V12_AP*ZAB)/(1+P1*IL1V12_AP*Fc*(Vdc/Vpt));

PERT_D_AP=-(IL1V12_AP*ZAB)/(1+P1*IL1V12_AP*Fc*FTdigi*(Vdc/Vpt));

Realimentación Vc

PLANTA_VC=1/Z1;

P_VC_LA=P*(1/Z1)*Fc;

P_VC_LC=(P*(1/Z1))/(1+P_VC_LA);

P_LA_VC_D=(1/Z1)*P*Fc*FTdigi;

PLANTA_P_LC_VC_D=(1/Z1)*P*FTdigi;

P_LC_VC_D=PLANTA_P_LC_VC_D/(1+PLANTA_P_LC_VC_D*Fc);

figure

hold on

% bode(P_LA,opts)

% bode(P_LC,opts)

% bode(P_LA_AP,opts)

% bode(P_LC_AP,opts)

% bode(P_LA_D,opts)

% bode(P_LC_D,opts)

% bode(P_LA_D_AP,opts)

% bode(P_LC_D_AP,opts)

% bode(PERT,opts)

% bode(PERT_AP,opts)

% bode(PERT_D_AP,opts)

% bode(P_VC_LA,opts)

% bode(P_VC_LC,opts)

% bode(P_LA_VC_D,opts)

% bode(P_LC_VC_D,opts)

% bode(PLANTA_VC,opts)

%%

%%
%%

%% PI %%%

%%
%%

Kp=0.32;

Tn=5e-4;

Kp1=1.427;

Tn1=4.8e-4;

PI=Kp*((Tn*s+1)/(Tn*s));

PI1=Kp1*((Tn1*s+1)/(Tn1*s));

PI_LA=IL1V12*Vdc/Vpt*PI*Fc; % PI en lazo abierto sin digit ni amortiguamiento

PLANTA_PI_LC=IL1V12*Vdc/Vpt*PI;

PI_LC=PLANTA_PI_LC/(1+PLANTA_PI_LC*Fc); % PI en lazo cerrado sin digit ni amortiguamiento

PLANTA_PI_AP=IL1V12*_AP*Vdc/Vpt*PI1;

PI_LA_AP=PLANTA_PI_AP*Fc; % PI en lazo abierto sin digit con amortiguamiento

PI_LC_AP=PLANTA_PI_AP/(1+PLANTA_PI_AP*Fc); % PI en lazo cerrado sin digit con amortiguamiento

```
PI_LA_D=IL1V12*Vdc/Vpt*PI*Fc*FTdigi;    % PI en lazo abierto con digit sin amortiguamiento
PI_LA_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PI1*Fc*FTdigi;
PLANTA_PI_LC_D=IL1V12*Vdc/Vpt*PI*FTdigi;
PLANTA_PI_LC_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PI1*FTdigi;
PI_LC_D=PLANTA_PI_LC_D/(1+PLANTA_PI_LC_D*Fc);    % PI en lazo cerrado con digit sin amortiguamiento
PI_LC_D_AP=PLANTA_PI_LC_D_AP/(1+PLANTA_PI_LC_D_AP*Fc);
PERT=-(IL1V12*ZAB)/(1+PI*IL1V12*Fc*(Vdc/Vpt));
PERT_AP=-(IL1V12_AP*ZAB)/(1+PI1*IL1V12_AP*Fc*(Vdc/Vpt));
PERT_D_AP=-(IL1V12_AP*ZAB)/(1+PI1*IL1V12_AP*Fc*FTdigi*(Vdc/Vpt));
```

%%% Realimentación Vc

```
PI_VC_LA=PI*(1/Z1)*Fc;
PI_VC_LC=(PI*(1/Z1))/(1+PI_VC_LA);
PI_LA_VC_D=(1/Z1)*PI*Fc*FTdigi;
PLANTA_PI_LC_VC_D=(1/Z1)*PI*FTdigi;
PI_LC_VC_D=PLANTA_PI_LC_VC_D/(1+PLANTA_PI_LC_VC_D*Fc);
```

% figure

% hold on

% bode(PI_LA,opts)

% bode(PI_LC,opts)

% bode(PI_LA_AP,opts)

% bode(PI_LC_AP,opts)

% bode(PI_LA_D,opts)

% bode(PI_LC_D,opts)

bode(PI_LA_D_AP,opts)

bode(PI_LC_D_AP,opts)

% bode(PERT,opts)

% bode(PERT_AP,opts)

bode(PERT_D_AP,opts)

% bode(PI_VC_LA,opts)

% bode(PI_VC_LC,opts)

% bode(PI_LA_VC_D,opts)

% bode(PI_LC_VC_D,opts)

%%

DISEÑO, MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTES DE RED Y DE CONVERTIDOR DE UN INVERSOR FV DE CONEXIÓN A RED CON FILTRO LCL.

%%%

%%% PR %%

%%%

Kp=0.077;

Kp1=1.459;

Kr=125;

Wr=2*pi*50;

Wd=5;

PR=Kp*((s^2+(Wd*(Kr+1))*s+Wr^2)/(s^2+Wd*s+Wr^2));

PR1=Kp1*((s^2+(Wd*(Kr+1))*s+Wr^2)/(s^2+Wd*s+Wr^2));

% PR=Kp+((2*Wd*Kr*s)/(s^2+2*Wd*s+Wr^2));

PR_LA=IL1V12*Vdc/Vpt*PR1*Fc; % PR en lazo abierto sin digit ni amortiguamiento

PLANTA_PR_LC=IL1V12*Vdc/Vpt*PR;

PR_LC=PLANTA_PR_LC/(1+PLANTA_PR_LC*Fc); % PR en lazo cerrado sin digit ni amortiguamiento

PR_LA_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PR*Fc; % PR en lazo abierto sin digit con amortiguamiento

PLANTA_PR_LC_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PR;

PR_LC_AP=PLANTA_PR_LC_AP/(1+PLANTA_PR_LC_AP*Fc); % PR en lazo cerrado sin digit con amortiguamiento

PR_LA_D=IL1V12*Vdc/Vpt*PR*Fc*FTdigi; % PR en lazo abierto con digit sin amortiguamiento

PR_LA_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PR1*Fc*FTdigi;

PLANTA_PR_LC_D=IL1V12*Vdc/Vpt*PR*FTdigi;

PLANTA_PR_LC_D_AP=IL1V12_AP*Vdc/Vpt*PR1*FTdigi;

PR_LC_D=PLANTA_PR_LC_D/(1+PLANTA_PR_LC_D*Fc); % PR en lazo cerrado con digit sin amortiguamiento

PR_LC_D_AP=PLANTA_PR_LC_D_AP/(1+PLANTA_PR_LC_D_AP*Fc);

PRT=-((IL1V12*ZAB)/(1+PR1*IL1V12*Fc*(Vdc/Vpt)));

PRT_D=-((IL1V12*ZAB)/(1+PR*IL1V12*Fc*FTdigi*(Vdc/Vpt)));

PRT_AP=-((IL1V12_AP*ZAB)/(1+PR*IL1V12_AP*Fc*(Vdc/Vpt)));

PRT_D_AP=-((IL1V12_AP*ZAB)/(1+PR1*IL1V12_AP*Fc*FTdigi*(Vdc/Vpt)));

%%% Realimentación Vc

PR_VC_LA=PR*(1/Z1)*Fc;

PR_VC_LC=(PR*(1/Z1))/(1+PR_VC_LA);

PR_LA_VC_D=(1/Z1)*PR*Fc*FTdigi;

PLANTA_PR_LC_VC_D=(1/Z1)*PR*FTdigi;

PR_LC_VC_D=PLANTA_PR_LC_VC_D/(1+PLANTA_PR_LC_VC_D*Fc);

```
% figure
% hold on
% bode(PR,opts)
% figure
% hold on
% bode(PR_LA,opts)
% bode(PR_LC,opts)
% bode(PR_LA_AP,opts)
% bode(PR_LC_AP,opts)
% bode(PR_LA_D,opts)
% bode(PR_LC_D,opts)
% bode(PERT_D,opts)
% bode(PR_LA_D_AP,opts)
% bode(PR_LC_D_AP,opts)
% bode(PERT,opts)
% bode(PERT_AP,opts)
% bode(PERT_D_AP,opts)
% bode(PR_VC_LA,opts)
% bode(PR_VC_LC,opts)
% bode(PR_LA_VC_D,opts)
% bode(PR_LC_VC_D,opts)
```

